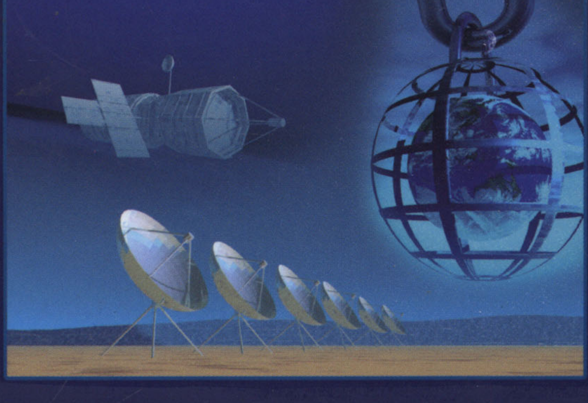
国际信息工程先进技术译丛

ELSEVIER
爱思唯尔

移动宽带多媒体网络——4G技术、模型和工具

Mobile Broadband Multimedia Networks —— Techniques, Models and Tools for 4G

（葡） Luís M.Correia　编著
赵军辉　杨　维
王东明　徐晓东　译



机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS

本书特色

- 本书基于COST 273项目“走向移动宽带多媒体网络”而撰写，该项目非常知名且备受关注，研究成果被很多标准化机构如ITU、ETSI和3GPP等采纳。
- 本书提供了开发第四代移动和无线通信系统的方法、技术、模型和工具。
- 本书包含最新的关键技术如MOMO系统、UWB和OFDM。

国际信息工程先进技术译丛

移动宽带多媒体网络——4G 技术、模型和工具

（葡）Luís M. Correia　编著
赵军辉　杨维　王东明　徐晓东　译

机 械 工 业 出 版 社

本书深入浅出地介绍了移动无线宽带多媒体网络方面的内容，侧重于4G移动通信方面的技术、模型和工具。全书共分为9章，分别讨论了移动和无线通信的发展历史与演进趋势、最新的无线通信标准和空中接口技术、信号处理、传播模型和信道特征、MIMO技术及在完整无线系统中的应用、无线网络规划以及UMTS无线网络，并结合实际对移动无线通信系统的各个方面进行了深入分析。本书概念明确、思路清晰、全面实用，使读者能在较短时间内掌握移动无线宽带多媒体网络方面的知识。

本书包含了大量最新的参考文献，可作为通信行业的研究人员、工程师以及工程技术人员的教材或参考用书。

Mobile Broadband Multimedia Networks——Techniques, Models and Tools for 4G/Luís M. Correia

Copyright © 2006, Luís M. Correia. Published by Elsevier Ltd. All rights reserved.

本书原版由Elsevier公司出版，并经授权翻译出版，版权所有，侵权必究。

本书中文简体翻译出版授权机械工业出版社独家出版，并限定在中国大陆地区销售，未经出版者书面许可，不得以任何方式复制或发行本书的任何部分。

本书版权登记号：图字01-2007-3010

图书在版编目（CIP）数据

移动宽带多媒体网络：4G技术、模型和工具/（葡）克莱依雅（Correia, L. M.）编著；赵军辉等译. —北京：机械工业出版社，2011.7

（国际信息工程先进技术译丛）

书名原文：Mobile Broadband Multimedia Networks——Techniques, Models and Tools for 4G

ISBN 978-7-111-35072-9

Ⅰ.①移… Ⅱ.①克… ②赵… Ⅲ.①移动通信-宽带通信系统-多媒体通信网 Ⅳ.①TN929.5

中国版本图书馆CIP数据核字（2011）第116367号

机械工业出版社（北京市百万庄大街22号 邮政编码100037）

策划编辑：朱 林 责任编辑：朱 林 版式设计：霍永明

责任校对：陈延翔 封面设计：马精明 责任印制：乔 宇

三河市国英印务有限公司印刷

2011年10月第1版第1次印刷169mm×239mm · 34印张 · 780千字

0001—3000册

标准书号：ISBN 978-7-111-35072-9

定价：98.00元

凡购本书，如有缺页、倒页、脱页，由本社发行部调换

电话服务

社服务中心：（010）88361066

销售一部：（010）68326294

销售二部：（010）88379649

读者购书热线：（010）88379203

网络服务

门户网：http://www.cmpbook.com

教材网：http://www.cmpedu.com

封面无防伪标均为盗版

译 者 序

移动通信系统从20世纪80年代初至今经过1G到现在的3G，以及正在研究的IMT-Advanced，又称4G，已广泛应用于世界各地的商业、工业、教育机构以及国防领域中。毋庸置疑，移动通信系统的出现使得通信变得更加自由。随着人们对移动通信业务需求的增大、通信质量要求的提高，用户不再满足于简单的语音需求，更加广泛的移动宽带多媒体应用也在迅速发展，可见移动宽带多媒体网络的发展前景是十分广阔的，将会为人们提供更多的便利。

翻译本书的目的是通过介绍移动宽带多媒体网络中的关键技术、应用工具、处理算法、信道模型等技术概念来引导读者了解并深入研究此领域方面的知识。全书概念清晰、内容丰富，既涉及了一定的基础理论，又提供了很多最新的工程技术知识，适合通信行业的研究学者和工程师使用。

本书阐述的重点是移动无线宽带多媒体网络，侧重于4G移动通信方面的技术、模型以及工具。作者除了系统完整地讲述了理论基础之外，还介绍了一些技术开发、设计应用的相关内容。本书不仅包含最新的无线通信标准以及空中接口技术、信号处理、MIMO技术以及应用，还包含了无线网络规划以及UMTS无线网络方面的内容，最后结合实际对移动无线通信系统的各个方面进行了深入分析。这种简明的编排方式，既有利于读者全面掌握移动宽带多媒体网络的相关知识，也有助于读者清晰地把握移动宽带多媒体通信系统的发展趋势。

在本书翻译过程中，北京交通大学赵军辉副教授负责前言、第1章、第6~8章的翻译和全书的统稿校对工作；北京交通大学杨维教授负责第2、3章的翻译；东南大学王东明副教授负责第4、5章的翻译；中国移动研究院徐晓东博士负责第9章的翻译。同时为本书提供翻译帮助的还有刘畅、赵聪、张雪雪、官圣春、吕辰、李非、陈园、田静秀、关欣、刘蓓蓓，在此表示感谢。

本书的翻译得到了国家自然科学基金（项目编号：61172073）东南大学移动通信国家重点实验室开放课题的资助，在此表示特别感谢！由于译者水平有限，加之时间仓促，译文中难免有不妥乃至错误之处，敬请读者不吝指正。译者感谢机械工业出版社对本书翻译工作的大力支持。

赵军辉

北京交通大学

原书前言

本书阐述了 COST 273 在移动宽带多媒体网络方面的工作成果，及这个项目的参与者获得的成果给出了报告。来自 29 个国家（大部分在欧洲，也有亚洲和北美的国家）的 137 个研究机构（包括大学、运营商、制造商、监管部门、独立实验室等，附录 B 列出了所有的参与机构）的超过 350 名研究人员在 4 年的合作中取得了很多研究成果，这些构成了本书的主要内容。出版本书的主要目的就是让更多的读者能够了解这些成果。实际上，将研究成果出版发行也是 COST 在以往电信领域项目组中（如 COST 207、231 和 259）的传统。

COST 273 的主要目标是，通过探索和研究应用在第四代移动无线通信系统的新方法、新模型、新技术、新战略和新工具，来增加移动和无线宽带多媒体网络的无线方面的知识。其次，COST 273 还将像之前的项目组一样为此领域提供技术支持，即除了投入到超 3G 系统的发展中外，它还期待为那些已经基本标准化的系统（如 UMTS 和 WLAN）的发展做出贡献。

本书的结构基于项目本身的结构，即章节的内容大体上符合某个工作组的工作内容。一共有 3 个工作组：WG1——无线系统方面；WG2——传播和天线；WG3——无线网络方面。附录 A 给出了项目的简介，所以不了解 COST 特别是 COST 273 大致架构的读者可以先阅读附录 A。

本书的章节是由该项目的参与者基于该项目的研究成果编辑的。这些研究成果记载在临时文件（TD）中，很多临时文件作为参考文献在本书中都有提及。临时文件属于内部文件，未经作者允许不能发行，这就为读者了解这些文件造成了困难。为了克服这些困难，本书尽量将临时文件的参考文献用公开发表的相似文献（如期刊和会议上的论文）来代替；另外，感兴趣的读者可以通过项目网站（http：//www. lx. it. pt/cost273）得到内部文件的列表和它们的作者。

前面已经提过，本书是许多科研人员智慧的结晶。由衷地感谢 COST 273 项目的所有参与者，以及他们的管理委员会，由衷地感谢他们的成就与贡献；如果没有他们持之以恒的兴趣和参与，我们不可能实现出版这本书的目标。在此也特别感谢各章节的撰写者以及其他的贡献者，感谢他们将本书的内容汇总并连贯起来。同时，我还要将赞誉送给在项目的直接管理中帮助过我的同事们：首任副主席 Per Lehne 先生；现任副主席 Narcis Cardona 教授；各工作组的主席同时也是本书编辑的 Alister Burr 教授、Ernst Bonek 教授和 Roberto Verdone 教授，Pierre Degauque 教授；工作组副主席 Andreas Molish

教授、Gert Pedersen 教授、Pertti Vainikainen 教授和 Silvia Ruiz 教授。最后一点，也是非常重要的一点，由衷感谢 Tricia Willink、Jan Sykora 和 Ja-vornik Tomaz 博士在本书全部内容 LaTeX 中的大纲的建立方面做出的贡献，以及 Lucio Ferreira 和 Martijn Kuipers 在审查本书原稿并处理所有 LaTeX 附加任务方面的贡献。

Luís M. Correia
（COST 273 主席）
里斯本

原书撰稿人和编辑名单

Hamid Aghvami
King's College London, UK

Dragana Bajic
University of Novi Sad, Servia and Montenegro

Mark Beach
University of Bristol, UK

Jean-Charles Bolomey
University of Trier, Germany

Ernst Bonek

Silvia Ruiz Boqué
Politechnical University of Catalunya, Spain

Robert J. C. Bultitude
Communications Research Centre, Canada

Alister Burr
University of York, UK

Narcis Cardona
Politechnical University of Valencia, Spain

Filipe Cardoso
Instituto Superior Técnico/Technical University of Lisbon and Escola Superior de Tecnologia/ Setúbal Polytechnical Institute, Portugal

Batu Chalise
University of Duisburg-Essen, Germany

Laurent Clavier
Ecole Nouvelle de Ingénieurs en Communication, France

Olivier Colas
France Télécom, France

Luís M. Correia
Instituto Superior Técnico/Technical University of Lisbon, Portugal

Andreas Czylwik
University of Duisburg-Essen, Germany

Pierre Degauque
University of Lille, France

Vittorio Degli-Esposti
University of Bologna, Italy

Eduardo Rodrigues De Lima
Politechnical University of Valencia, Spain

Benoit Derat
Sagem, France

José Diaz
Politechnical University of Valencia, Spain

L'ubomír Doboš
Technical University in Košice, Slovak Republic

Mischa Dohler
France Télécom R&D, France

Lúcio Studer Ferreira
Instituto Superior Técnico/Technical University of Lisbon, Portugal

Alexander Gerdenitsch
Motorola – Mobile Devices Business, Austria

João Gil
Instituto Superior Técnico/Technical University of Lisbon and Escola Superior de Tecnologia e Gestão/Leiria Polytechnical Institute, Portugal

Andrés Alayon Glazunov
TeliaSonera, Sweden

Paolo Grazioso
Fondazione Ugo Bordoni, Italy

Helmut Hofstetter
Forschungszentrum Telekommunikation Wien, Austria

Mythri Hunukumbure
University of Bristol, UK

Clemens Icheln
Technical University of Hamburg-Harburg, Germany

Ichirou Ida
Tokyo Institute of Technology, Japan

Emmanuel Jaffrot
Ecole Nationale Supérieure de Techniques Avancées, France

Tuomas Jääskö
Filtronic, Finland

Stefan Jakl
Technical University of Vienna, Austria

Tomaz Javornik
Institut Jozef Stefan, Slovenia

Kimmo Kansanen
University of Oulu, Finland

Outi Kivekäs
Helsinki University of Technology, Finland

Jarmo Kivinen
Helsinki University of Technology, Finland

Wim A. Th. Kotterman
Ilmenau Technical University, Germany

Joonas Krogerus
Helsinki University of Technology, Finland

Christiane Kuhnert
University of Karlsruhe, Germany

Thomas Kürner
Technical University of Braunschweig, Germany

Pekka Kyösti
Elektrobit, Finland

Mario García Lozano
Politechnical University of Catalunya, Spain

Tadashi Matsumoto
University of Oulu, Finland

Olivier Merckel
Supélec – CNRS, France

Andreas Molisch
Lund Technical University, Sweden

José F. Monserrat
Politechnical University of Valencia, Spain

Claude Oestges
Université Catholique de Louvain, Belgium

Geir E. Øien
The Norwegian University of Science and Technology, Norway

John Orriss
University of Manchester, UK

Jorg Pamp
IMST, Germany

Stephane Pannetrat
Sagem, France

Gianni Pasolini
University of Bologna, Italy

Riccardo Patelli
Wireless Future, Italy

Markus Radimirsch
University of Hannover, Germany

Alain Sibille
Ecole Nationale Supérieure de Techniques Avancées, France

Gerhard Steinböck
ARC Seibersdorfresearch, Austria

Pasi Suvikunnas
Helsinki University of Technology, Finland

Jan Sykora
Czech Technical University of Prague, Czech Republic

Jun-Ichi Takada
Tokyo Institute of Technology, Japan

Werner Teich
Technical University of Ulm, Germany

Martin Toeltsch
SYMENA Software & Consulting GmbH, Austria

Velio Tralli
University of Ferrara, Italy

Pertti Vainikainen
Helsinki University of Technology, Finland

Emmanuel Van Lil
Université Catholique de Louvain, Belgium

Fernando Velez
University of Beira Interior, Portugal

Roberto Verdone
University of Bologna, Italy

Tricia Willink
Communications Research Centre, Canada

Alberto Zanella
University of Bologna, Italy

Dirk Zimmermann
University of Stuttgart, Germany

目　　录

译者序

原书前言

原书撰稿人和编辑名单

第 1 章　简介 …… 1

1.1　趋势和演进 …… 1

1.2　本书章节介绍 …… 3

第 2 章　传输技术 …… 5

2.1　概述 …… 5

2.2　OFDM 系统 …… 6

2.2.1　引言 …… 6

2.2.2　OFDM：动态信号 …… 8

2.2.3　增强的 OFDM 系统 …… 13

2.3　CDMA 系统 …… 20

2.3.1　引言 …… 20

2.3.2　宽带 CDMA …… 21

2.3.3　时分 CDMA …… 23

2.3.4　多载波 CDMA …… 26

参考文献 …… 27

第 3 章　信号处理 …… 33

3.1　概述 …… 33

3.2　调制和编码 …… 35

3.2.1　高级编码和调制问题 …… 35

3.2.2　超宽带 …… 38

3.2.3　系统性能评估 …… 40

3.2.4　实现问题 …… 42

3.3　均衡 …… 47

3.3.1　引言 …… 47

3.3.2　传输模型 …… 48

3.3.3　预均衡 …… 49

3.3.4 SISO均衡 …… 53
3.3.5 MIMO均衡 …… 55
3.4 同步与信道状态的估计 …… 60
3.4.1 迭代技术 …… 60
3.4.2 信道状态估计与预测 …… 66
3.4.3 性能评估与基本限制 …… 67
3.4.4 序列同步技术 …… 69
3.5 多用户系统和多用户检测 …… 71
3.5.1 多用户MIMO传输 …… 72
3.5.2 DS-CDMA多用户检测 …… 73
3.5.3 基于空间分集的MC-CDMA多用户检测 …… 79
3.6 链路自适应和速率自适应系统 …… 82
3.6.1 链路自适应介绍 …… 82
3.6.2 非理想信道状态信息带来的影响 …… 83
3.6.3 MIMO链路自适应系统 …… 85
3.6.4 OFDM链路自适应系统 …… 91
3.6.5 当前和未来无线标准下的链路自适应 …… 94
参考文献 …… 96

第4章 传播模型和信道特征 …… 108
4.1 概述 …… 108
4.2 电磁理论和漫散射 …… 109
4.2.1 积分法 …… 109
4.2.2 差分方程法 …… 112
4.2.3 射线法 …… 114
4.3 确定性传播模型 …… 117
4.3.1 引言 …… 117
4.3.2 输入数据库问题 …… 118
4.3.3 电磁模型 …… 122
4.3.4 射线模型 …… 122
4.3.5 改进的射线模型技术 …… 126
4.3.6 射线模型的应用 …… 133
4.3.7 简化模型或混合模型 …… 138
4.4 信道测量和参数估计 …… 142
4.4.1 测量场景 …… 142
4.4.2 信道探测技术 …… 142
4.4.3 参数估计 …… 144
4.4.4 设备性能与信道结构的可靠性估计 …… 148

4.5 信道特性 …… 150
4.5.1 引言 …… 150
4.5.2 测量的统计过程 …… 151
4.5.3 路径损耗和建筑物穿透损耗 …… 152
4.5.4 长期衰落 …… 158
4.5.5 窄带快衰落 …… 160
4.5.6 宽频带快衰落 …… 163
4.5.7 时间和角扩散 …… 167
4.5.8 衰落预测 …… 178
参考文献 …… 182

第5章 天线与分集：从窄带到超宽带 …… 198
5.1 概述 …… 198
5.2 移动手机的天线性能评估 …… 199
5.2.1 引言 …… 199
5.2.2 性能系数 …… 200
5.2.3 测量方法 …… 202
5.2.4 影响测试准确度的因素 …… 205
5.2.5 性能系数的比较 …… 222
5.2.6 手机设计问题 …… 224
5.3 分集技术 …… 228
5.3.1 引言：分集，对旧概念的新兴趣 …… 228
5.3.2 接收端的分集 …… 229
5.3.3 MIMO技术背景下的分集 …… 233
5.4 超宽带 …… 237
5.4.1 引言 …… 237
5.4.2 无线电信道测量 …… 237
5.4.3 无线电信道模型 …… 242
5.4.4 天线方面的问题 …… 242
参考文献 …… 243

第6章 MIMO信道建模 …… 250
6.1 概述 …… 250
6.2 场景 …… 252
6.2.1 引言 …… 252
6.2.2 概念 …… 252
6.2.3 室内场景 …… 254
6.2.4 室外场景 …… 255

6.3 物理推动的MIMO信道建模和仿真 …… 260
6.3.1 引言 …… 260
6.3.2 无线电信道建模 …… 261
6.3.3 仿真 …… 268
6.3.4 MIMO硬件信道仿真器 …… 271
6.4 天线配置 …… 274
6.4.1 MIMO天线的质量测量 …… 274
6.4.2 功率因素 …… 279
6.4.3 集成到手机的MIMO天线 …… 280
6.4.4 总结和下一步 …… 284
6.5 对MIMO信道模型的分析 …… 284
6.5.1 基于相关性的模型 …… 285
6.5.2 基于耦合性的模型 …… 287
6.5.3 相关矩阵的比较 …… 289
6.5.4 瑞利信道模型的性能比较 …… 289
6.5.5 分析MIMO信道模型的实际应用 …… 294
6.6 多天线无线电测量和结果 …… 295
6.6.1 引言 …… 295
6.6.2 定向多天线测量 …… 295
6.6.3 信道和天线响应的混合MIMO测量 …… 306
6.7 模型验证和相关的度量 …… 315
6.7.1 引言 …… 315
6.7.2 实验验证有效性 …… 316
6.7.3 复用增益度量 …… 317
6.7.4 多径丰富度和多径构造 …… 323
6.7.5 空间相关性 …… 325
6.7.6 MIMO信道分集度量 …… 327
6.7.7 波束成形度量 …… 328
6.7.8 混合度量 …… 328
6.8 COST 273 MIMO信道模型 …… 330
6.8.1 引言 …… 330
6.8.2 考虑的环境 …… 330
6.8.3 一般信道模型 …… 332
6.8.4 不同环境下的参数值 …… 341
参考文献 …… 349

第7章 MIMO系统 …… 363
7.1 概述 …… 363

7.2　信息理论 …… 364
7.2.1　单链路 MIMO 系统容量 …… 364
7.2.2　多用户 MIMO 系统容量 …… 365
7.2.3　中继 MIMO 系统容量 …… 366
7.3　阵列处理和波束成形 …… 366
7.3.1　天线选择 …… 367
7.3.2　波束成形 …… 367
7.3.3　上行链路阵列处理 …… 367
7.3.4　下行链路阵列处理 …… 370
7.3.5　信道估计 …… 370
7.3.6　时变信道 …… 373
7.3.7　阵列处理的应用 …… 374
7.3.8　特征波束成形 …… 375
7.4　MIMO 传输技术 …… 379
7.4.1　引言 …… 379
7.4.2　空时发射机设计 …… 379
7.4.3　空时接收机设计 …… 382
7.4.4　空时收发机性能 …… 385
7.4.5　实值标记和应用 …… 389
7.4.6　分布和协作空时系统 …… 391
7.5　网络 …… 392
7.5.1　MIMO 系统的容量 …… 393
7.5.2　多跳 MIMO 结构 …… 395
参考文献 …… 396

第 8 章　无线网络问题 …… 403
8.1　概述 …… 403
8.2　MORANS …… 403
8.2.1　MORANS 倡议的目标 …… 404
8.2.2　参考模型的结构 …… 404
8.2.3　场景和 XML 方案下的数据模型 …… 411
8.2.4　RRM 参数 …… 413
8.2.5　可用性的结果和实例 …… 413
8.3　无线网络优化技术 …… 418
8.3.1　无线蜂窝系统中的资源分配和分组调度技术 …… 418
8.3.2　MIMO 系统中联合链路和网络优化 …… 421
8.4　无线网络中的性能评估方法 …… 425
8.4.1　理论上的连通性结果 …… 425

8.4.2 一些应用 …… 427
8.4.3 协议的马尔可夫链模型 …… 428
8.4.4 无线电资源管理和移动模型 …… 430
8.5 服务和传输模型 …… 430
8.5.1 移动服务 …… 430
8.5.2 业务源模型 …… 432
8.5.3 空间传输需求估计 …… 434
8.5.4 时间传输需求预测 …… 436
8.6 无线局域网 …… 438
8.7 个域网 …… 444
8.8 无线 Ad hoc 网络 …… 450
8.8.1 分布式无线网络 …… 450
8.8.2 无线传感器网络 …… 451
8.9 终端位置确定 …… 452
8.9.1 引言 …… 452
8.9.2 ToA 技术中的信道模型 …… 453
8.9.3 传播模型的应用 …… 454
8.9.4 评估和验证 …… 455
8.9.5 GSM 结果 …… 456
参考文献 …… 457

第9章 UMTS 无线网络 …… 466
9.1 概述 …… 466
9.2 UMTS 无线网络规划 …… 466
9.2.1 规划基础 …… 466
9.2.2 无线电参数规划 …… 469
9.2.3 自动规划算法 …… 470
9.2.4 可选择的基础设施解决方案 …… 473
9.3 UTRAN 优化与无线电资源管理 …… 474
9.3.1 软切换和选址多样性传输 …… 474
9.3.2 基站参数调整 …… 477
9.3.3 呼叫准入控制 …… 484
9.3.4 遗传算法和进化策略 …… 486
9.4 UTRAN 性能评估 …… 487
9.4.1 静态和动态 …… 487
9.4.2 半解析 …… 489
9.4.3 链路级的性能作用 …… 490
9.5 3G 和 B3G：网络演进 …… 492

9.5.1　波束切换技术 …… 492
9.5.2　智能天线 …… 494
9.5.3　HSDPA 信道：多重天线的影响 …… 496
9.5.4　未来网络方案 …… 498
参考文献 …… 499

附录 …… 505
附录 A　关于 COST 273 …… 505
附录 B　参与研究机构名单 …… 508

缩略语 …… 512

第1章 简　　介

Luís M. Correia

本章讲述了移动和无线通信的演进，并对本书内容进行了大致的介绍。首先，介绍了移动和无线通信的发展趋势；其次，介绍了本书的范围、结构，以及不同章节间的关系。

1.1 趋势和演进㊀

移动和无线获得的成功远远超过了初期最好的设想。比如，在一些欧洲国家，移动通信的使用率为百分之百，这意味着，每个人至少都有一部手机。我们是怎么做到的？取得这么大成功的原因是什么？这些问题被一遍又一遍地讨论，这里也没有解释清楚。但是有一点毋庸置疑：在过去，某人以某种方式提出了一个观点，在“任何时间，任何地点”这句话的鼓励下，我们每个人都使用了个人通信设备。

在20世纪80年代的前几年里，欧洲处于移动通信（严格地说是语音通信）商业化的摸索中，几乎每个国家都有它自己的系统［也就是所谓的1G（1st Generation）］。与在现在看来理所当然的漫游通信相比，当时即使在使用相同系统的国家间漫游，也不能实现。这种情况和我们今天完全不同。

为了实现以前的设想，提出了泛欧洲移动通信系统，这使得欧洲的民众能够在欧洲大部分地方使用手机进行通信。这样，全球移动通信系统（Global System for Mobile Communications，GSM）诞生了（一般被称为2G），其成功之处众所周知，此处不再赘述。

全球移动通信系统（Universal Mobile Telecommunications System，UMTS）（一般被称为3G）在欧洲的成功超过了GSM，因为它能够提供一系列GSM不能提供的服务，比如，多媒体（比如，从视频通话到网络接入）。自从UMTS的轮廓被描述出来后，已经习惯了使用手机进行通信的用户，有了新的方向，他们有机会在手机上使用新的服务进行新的通信。

随着移动无线通信系统的演进，我们瞥到了全新系统的一角，包括数字视频广播（Digital Video Broadcasting，DVB）、高性能无线局域网（High Performance Radio Local Area Network，HIPERLAN）和蓝牙（Bluetooth），其中只有极少是在欧洲的初始设想中提到的（一些实际并没有应用到商务产品中）。除了欧洲，其他地方也发展了其他的系统，并且和欧洲的系统同时发展。

㊀ 本章灵感来自于在COST上进行的一系列讨论（尤其是EU IST架构的平台）。——作者注

在未来，随着设备的普及，移动和无线的应用和服务有可能更加普遍。计算机和通信在很多设备中被融合在一起，从简单的传感器或交互式的器械（卡、戒指、眼镜等）到袖珍或者手持设备，再到壁挂显示器或者桌面显示器。这些技术会经历一些变革，从早期手机的昂贵的、难买到的“高科技”，到现在的每个人都能有一部手机，从不存在的技术到被现在的每个人认作理所应当。现在的蜂窝系统手机虽然有极好的移动性和覆盖范围，但是覆盖面积较大时却达不到满意的带宽，需要有不同的结构，在较大的覆盖范围使用较小带宽，在局部地区使用较大的带宽。此外，发明新的接入技术和网络架构很有必要，所以，未来移动无线通信的应用前景很好。这些设想挑战了目前移动无线通信中很多现有应用。

目前，仍然缺少 4G 的概念。新的设想需要提出来；正如在过去，人们几乎都会说，不断增加的成功的可能性可以通过设想对已存在的网络和系统的破坏来衡量。一方面，人们不能致力于牵强的目标，这些目标在定好的时间内很难达成。另一方面，有一些和奥林匹克口号（更快、更高、更强）类似的目标，用于现有的系统和技术（不只相同，而且更好），但是时间太短。

老的设想“任何地方，任何时间”可以简单地用“任何网络，任何设备，任何内容”替代。基本上，这个设想提出了很多应用，一些将会在下边进行讨论。

我们不能期望用户把网络用于他们常用的系统中；因此，网络对用户通信类型的适应成为了首要特点。用户要的是他们想要怎样、在哪里、什么时间进行通信，但是这也意味着网络和系统的复杂度不能对用户可见，即使同时使用超过一个系统和/或同时传递信息也不行。

系统将会倾向于独立于设备应用。我们可以想象用户只需要拿着一张射频身份识别模块（Radio Frequency Subscriber Identity Module，RFSIM），例如一张简单的、很小的存有他们所有信息的存储卡，通过无线与其他设备进行通信。这方便用户使用不同型号的设备，这样他们在特定服务或位置能更加方便。个人局域网（Personal Area Networks，PAN）和 Ad Hoc 网络的更重要的作用是能设定新的边界。传感器网络也会变得更重要，并且人们携带的设备的数量（他们知道的或不知道的）也会增加。机器到机器之间的通信业肯定需要考虑进来，因为它们能帮助增加系统智能性，并且能够对用户隐藏一些技术。

通过有效的路径，或者说传输速度，用户将可以被提供他们想要的内容或信息。在未来，很多用户信息可能获得当地或不依赖位置的信息。此外，对等网络通信会扮演关键性的角色。“正确内容”和“正确时间”的约定和获得方法可以通过感知得到，并且在用户准备好后提供，具体实现可以利用合适的方法分析用户的个人信息和当前内容。有时，用户需要这些信息，比如“用户到信息”，然而另一些时间可能是“信息到用户”，基于用户的个人或组信息。到大范围的信息和内容的途径需要考虑用户的基础，因此使用必须简单直观。这些设想的成功取决于接入、服务的使用和设备操作的简单性。

服务内容阐明了这次改革不只是在通话上，而是远不止于此，不仅仅使这些天每个人都在讨论的无数的服务和应用成为了可能，还肯定会实现一些以前从没有被提出的东

西。没有未来的应用和用户不可能完成未来的设想。人们能够描绘出的一个好的开始是找到孩子/孙子作为用户，而他们在 15 ~ 20 年后会成为主要用户。此外，服务内容必须有意义，一方面，无用信息（广告、垃圾邮件、病毒等）和隐私正成为当今通信的主要问题，这正如在电脑中的一样（邮件、弹出的或破坏性的网络连接）；另一方面，信息过滤也很重要，这样用户能得到他们确实想得到的信息。

另一方面，有必要将移动无线通信的科技扩展到无线和计算机以外的区域。近来，在其优先考虑的研究和发展方面中，简单介绍如下：生物（例如计量生物学用于用户识别）、医学（例如测量健康状态、传递报警信息以防突发事件）、心理学（例如感知用户的情绪和心理状态）、社会学（例如人与人之间的交往）、纳米技术（电路或终端与其他用户用品的集成，比如眼镜）、材料学（服装业的衣服用于虚拟现实）、交通（车载终端）、环境（减少“电磁干扰”）、能源（延长电池寿命）等。最后，信息应该能通过所有感观获得。很明显，未来移动无线通信设想的实现需要多学科的研究和发展，打破了多种科学和工业的界限。

要把这些设想实现需要很多阶段，很明显，从宏观设想的规划来看，大量的任务和挑战需要确定和解决。COST 273 的工作给后续的标准做出了一些贡献。

1.2　本书章节介绍

本书共 9 章。

第 2 章包括了开放式系统互连（Open System Interconnection，OSI）模型中物理层使用的传输技术，主要是无线的标准和空中接口。在目前的移动无线系统中有两个主要的研究方向，这也是本章分节的标准：一个基于正交频分复用（Orthogonal Frequency Division Multiplexing，OFDM），包括无线局域网（Wireless LAN，WLAN）和未来高速移动系统；另一个基于码分复用（Code Division Multiple Access，CDMA），主要用于第三代移动标准。

第 3 章介绍了发送和检测信号所需的处理算法，这些算法在不同的系统中都有应用。此外，本章重点主要在链路分级，包括多用户系统和多用户检测、涵盖用于数据传输的调制和编码技术，在接收端克服信号散射的均衡技术，参数估计，多用户检测，自适应空中接口和自适应链路算法。本章还有其他两个主题：MIMO 系统的技术，相关内容在第 7 章也占了大量的篇幅；另一个方面是 Turbo 技术，由于其原理已被广泛使用，在这里不做展开讲述。

第 4 章对传播模型和信道特征从不同方面进行了阐述。电磁模型包括了完整的方法和不同的公式。确定性模型讨论了射线模型和混合处理方法。然后，详细介绍了信道测量技术和参数估计，包括信道监听结构。最后，信道特征从路径损耗、衰落方面进行分析，模型在不同场景进行分析，对比了在时间和角度偏移下接受统计信息的结果。

第 5 章提供了天线的新见解，包括分集技术和超宽带（Ultra Wide Band，UWB）。引入平均有效增益和平均有效扩散功率，在信道中考虑了多径结构，同时使用了标准的测试技术，在这种情况中介绍了手持设备的天线。也分析了天线分集，不仅仅从更常用

的角度，也考虑了它在 UWB 系统和 MIMO 技术中的应用。最后，分析了 UWB 系统，描述了 UWB 天线的特性和无线信道的测量和模型。

第 6 章分析了 MIMO 信道建模，讨论了权威的和参考的情景。在对普通模型的讨论中，工程中新的物理层智能的模型概念被展现出来。通过设置天线元的数量，对链路两端天线阵列的指标中几何结构和极化特征进行了分析。介绍了新的 COST273 MIMO 信道模型后，列出了新旧的对 MIMO 模型的讨论，其主要基于使用 COST 273 进行的大量测试。由于新发展的 MIMO 模型和确认其有效性之间有很大分歧，对模型的确认也进行了讨论。

第 7 章介绍了 MIMO 系统。本章以信息论的观点分析系统间不同作为开始。随后从两个方面讨论了多元天线阵列系统：波束成形和矩阵信号处理，智能天线和实际的 MIMO。前边包括了使用空时编码的发射分集，然后，讨论了发射结构和接收结构。最后，介绍了 MIMO 技术在完整无线系统中的应用，也就是说它怎么增加整个网络的容量。

第 8 章介绍了无线网络已经被分析的方面，也就是无线网络规划、无线资源管理、无线网络优化的技术评估等方面，这些并不以 UMTS 为方向。在这些讨论中，并不涉及特殊的空中接口，而是展示了移动无线接入网络相关场景（Mobile Radio Access Network Reference Scenarios，MORANS）的首创内容，它提供了应用于常用仿真平台中场景、参数和模型的设置。其他的主题中包括了不同的项目，从蜂窝系统中的包调度到服务描述和传递模型。然后，介绍了特定的网络，如 WLAN、WPAN 和无线 Ad Hoc 网络。最后分析了终端位置识别。

第 9 章主要集中于 UMTS 无线网络规划和优化，包括无线资源管理（Radio Resource Management，RRM）性能的提升，用于控制容量覆盖范围代价的参数、自动配置算法、实时同步和使用工具仿真的 UTRA 网络（UTRAN）评估结果。在其他方面，本章也做了静态和动态系统仿真器和链路等对系统性能的影响对比。最后分析了目前正被融入到最后发布版 UMTS 标准的演进和其他技术。

第 2 章　传 输 技 术

Alister Burr，Emmanuel Jaffrot，Eduardo Rodrigues de Lima，
和 Werner Teich

2.1　概述

在本章和下一章中，我们将讨论应用于无线移动通信系统的传输技术（本章）和信号处理（第 3 章）：大多数情况下，这些技术应用在 OSI 模型物理层，无论是在发送端和接收端，都包括了空中传送接口和用于传送和探测信号的信号处理算法。因此，它涵盖了链路级方面（为了不与 OSI 模型的链路层混淆），其中包括用于无线网络单个链接的技术的设计与评估，尽管多用户系统和多用户检测也包括其中。这些技术取决于无线电信道的特性（详见第 4 章）、天线和多样性（详见第 5 章），并受完整无线网络的系统级评估影响，这在第 8 章和第 9 章中有所描述。

第 7 章“MIMO 系统”详细讨论了专用于 MIMO 和空时系统的传输技术和信号处理。不过，由于 MIMO 技术在无线系统中的应用越来越多，本章对 MIMO 系统的信号处理也有所涉及。然而，本章的重点仍然是无线系统和传输技术，而不是 MIMO 技术：在第 6 章讨论空时信道后，第 7 章将紧接着研究 MIMO 传输。

它们之间的两章主要讨论由 COST 273 WG1（研究无线电系统方面的工作组）进行的研究。然而，此研究方向与其他工作组的工作也有很多交集，如 WG2（研究传播和天线的工作组）进行的用于评估系统的信道模型的研究，WG3（研究无线电网络方面的工作组）进行的链路级和系统级交互的研究。注意后者的工作有两个方向：不但链路级性能影响整个无线系统的性能，而且系统级技术（如无线电资源分配），也会影响链路级，这就导致更多的跨层工作。由于这几个工作组在这 3 个方面有丰富的专业知识，并且它们之间交流很多，所以 COST 273 的研究卓有成效。

第 2、3 两章的分工如下。本章涵盖了详细的无线标准和空中接口，下一章将讨论适用于不同系统的更通用的信号处理技术。当前正迅速发展的无线系统可分为两类：一类基于正交频分复用（Orthogonal Frequency Division Multiplexing，OFDM）技术，如作为未来高速移动系统标准的无线局域网（Wireless Local Area Network，WLAN），一类基于码分多址（Code Division Multiple Access，CDMA），如第三代移动通信标准。因此，本章分为两部分：2.2 节讨论基于 OFDM 的系统，2.3 节讨论基于 CDMA 的系统。多载波 CDMA（MC-CDMA）系统作为两者的结合，将在 2.3.4 节中进行讨论。

2.2　OFDM 系统

2.2.1　引言

在过去的 15 年中，OFDM 因其高数据传输速率和在无线环境中性能的稳定性，越来越得到人们的认可。在多径环境中，宽带通信会受到频率选择性衰落的影响。在这种情况下，前文讨论的技术就不是最佳选择了，我们需要一个更好的传输方案。因此，OFDM 最近开始受到人们的欢迎（见参考文献［Enge02］）。

在面临较大延迟扩展的宽带无线系统中，OFDM 是一个有吸引力的调制方案。单载波调制所需的最大似然检测甚至次优均衡方案的复杂度随着带宽-延迟扩展乘积的增大呈指数增长。OFDM 完全避免了时域均衡，使用了一种占用很小信道容量的循环前缀技术（见参考文献［PaNG03］）。

在视距传播（Line-of-Sight，LoS）不能实现的地方，可能会产生限制最大数据传输速率的显著多径弥散。如 OFDM 这样的技术或许是解决此问题的最好方法，它允许在弥散信道内的几乎任意数据传输速率的存在。特别是对于弥散环境中的宽带系统，OFDM 技术完全可以在 4G 概念中占有一席之地。

尽管 OFDM 通信的原理已经出现了几十年，但只是在过去的 10 年中 OFDM 才开始商业化。最重要的 OFDM 无线应用有数字音频广播（Digital Audio Broadcast，DAB）、数字视频广播（Digital Video Broadcasting，DVB）、WLAN 及最近的无线本地环路（Wireless Local Loop，WLL）（见参考文献［Enge02］）。

由于 DAB 系统可以更有效地使用拥挤的无线电频段，并且它所提供的 CD 级别音质远超 FM 模拟广播的音质，所以 DAB 系统被视为无线电广播的未来。DAB 所应用的 OFDM 传输方案采用了四相相移键控（Quaternary PSK，QPSK）调制。DVB 系统与 DAB 系统相似，不同的是 DVB 是用来进行数字视频信号的广播。由于数据传输速率很高，DVB 系统带宽为 8MHz。OFDM 信号中的子载波的调制方法为高阶正交幅度调制（Quadrature Amplitude Modulation，QAM）星座，最多可达 64 个点。

第三代 WLAN 系统致力于在 5GHz 频带上提供高数据传输速率，其频带为 2.5GHz。其通信基于 20MHz 带宽的 OFDM。对于每一个子载波，调制方案为二进制相移键控（Binary Phase Shift Keying，BPSK）、QPSK，16-QAM 和 64-QAM。由于传播环境不同，数据传输速率在 6 ~ 54Mbit/s 之间浮动，其误码率也随之变化。正在研究中的未来 WLAN 标准致力于克服这个浮动范围。

无线本地环路（WLL）为固定用户提供高速互联网接入和多媒体服务。与甚高速数字用户专线（Very-High-Rate Digital Subscriber Line，VDSL）和有线调制解调器比起来，WLL 速度更快。OFDM 是 WLL 技术支持的传输方案之一（见参考文献［Enge02］）。

当在具有较大最大延迟的多径信道中进行高速传输时，我们优先选择 OFDM，因其具有均衡简单、带宽效率高和适应性好的优点（见参考文献［Corr01］）。

在 OFDM 系统中，信道编码扮演很重要的角色。由于 OFDM 系统有窄带子载波和一定的循环前缀，它受到平坦性衰落的影响。在这种情况下，效率高的信道编码会获得很高的编码增益，特别是在应用软决策解码时。因此，OFDM 系统必须采用信道编码（见参考文献［AlLa87］）。此外，OFDM 还应用多路存取技术，很简单就能确定信道的时间和频率范围（见参考文献［RoGr97］）。

最后，由于所有子载波信号的叠加，OFDM 信号具有很大的峰均功率比，因此在每个收发器处，OFDM 信号的功率将受到功放最大输出功率的限制。这也影响了子载波之间的正交性，会导致不可接受的载波间干扰和带外干扰（见参考文献［Corr01］）。

一个 OFDM 信号包含 N 个子载波，它们之间频率间隔为 Δf，因此，总系统带宽 B 被分为 N 个等距的子信道。在每一个子载波上，其符号周期 $T_s=1/\Delta f$ 是具有同样带宽的单载波传输系统的符号周期的 N 倍。此外，一个长度为 T_g 的保护间隔（即循环前缀）扩展了子载波信号。在符号周期 T_s 内，所有子载波相互正交。第 k 个子载波信号由函数 $g_k(t)$，$k=0$，…，$N-1$ 解析地描述。子载波都应用了矩形脉冲波形。

$$g_k(t)=\begin{cases} e^{j2\pi k\Delta f t} & \forall t\in[-T_g,T_s] \\ 0 & \forall t\notin[-T_g,T_s] \end{cases} \tag{2.1}$$

将保护间隔加入到子载波信号中是为了避免会在多径信道中出现的符号间干扰（Inter-Symbol Interference，ISI）。在接收端（RX），循环前缀被移除，只有时间间隔［0，T_s］被评估。全部 OFDM 块持续时间为 $T=T_s+T_g$。每个子载波都独立地与复合调制符号 $s_{n,k}$ 调制在一起，此处下标 n 表示时间，k 表示所讨论的 OFDM 块中的子载波指针。因此，在符号周期 T 内，第 n 个 OFDM 块的信号构建如下：

$$s_n(t)=\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{k=0}^{N-1}s_{n,k}g_k(t-nT) \tag{2.2}$$

由于信号波形为矩形脉冲，所以子载波的频谱为 sinc 函数，如图 2.1 所示。各子载波的频谱重叠，但是子载波信号相互正交，调制符号 $s_{n,k}$ 可由单相关复原

$$s_{n,k}=\frac{\sqrt{N}}{T_s}\langle s_n(t),\overline{g_k(t-nT)}\rangle \tag{2.3}$$

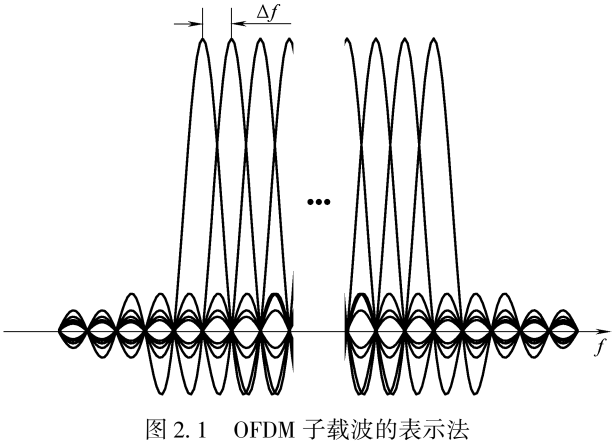


图 2.1　OFDM 子载波的表示法

在实际应用中，收发器的数字信号处理部分的第一步就是生成形式为离散时间信号的 OFDM 信号 $s_n(t)$。由于 OFDM 系统的带宽为 $B=N\Delta f$，对信号进行采样的时间必须为 $t=1/B=1/N\Delta f$。信号的采样记为 $s_{n,i}$，$i=0$，1，…，$N-1$，并且可由典型应用为快速傅里叶反变换（Inverse FFT，IFFT）的离散傅里叶反变换（Inverse DFT，IDFT）计算出来。

$$s_{n,i} = \frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{k=0}^{N-1} s_{n,k}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi ik}{N}} \tag{2.4}$$

在一个频率选择无线电信道的输出端，子载波正交性并不受到影响，因此，根据式（2.3），应用一种相关性技术就可把接收信号 $r_n(t)$ 分成正交子载波信号。换一种方法，可分别通过 DFT 或 FFT 得出接收端处的相关性：

$$R_{n,k} = \frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{i=0}^{N-1} r_{n,i}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{2\pi ik}{N}} \tag{2.5}$$

式中，$r_{n,i}(t)$ 为接收信号 $r_n(t)$ 的第 i 个采样；$R_{n,k}$为第 k 个子载波复原了的复合符号。

若所选择的子载波间隔 Δf 远小于相干带宽，且符号周期 T 远小于信道相干时间，则可以认为在每个子载波的带宽 Δf 和每个调制符号 $S_{n,k}$ 的持续时间内，无线电信道 $H(f,\ t)$的传递函数是常数。在这种情况下，无线电信道的效果只是每个子载波信号 $g_k(t)$与增益系数 $H_{n,k}=H(k\Delta f,\ nT)$ 的乘积。因此，进行了 FFT 后的接收复合符号 $R_{n,k}$为

$$R_{n,k}=H_{n,k}S_{n,k}+N_{n,k} \tag{2.6}$$

式中，$N_{n,k}$为加性高斯白噪声（Additive White Gaussian Noise，AWGN）。

2.2.2 OFDM：动态信号

由于 OFDM 可以应用保护间隔来简单缓解符号间干扰，所以对于频率选择信道来说，它是一种很有吸引力的调制方法。然而，OFDM 一个众所周知的缺点是传输信号的时域波形显示为带有若干相对峰值的类高斯波形，这就很难在较大的动态范围内保证系统的线性行为。用来描述 OFDM 信号的非线性效应的一般性评估量为峰均功率比（Peak to Average Power Ratio，PAPR）。然而，这个评估量未必是表示 OFDM 信号的非线性效应最有代表性的参数。

1. 减小峰均功率比

在如何减小 OFDM 信号的峰均功率比问题上，人们已经进行了很多研究。图 2.2 显示了在一般 OFDM 系统中峰均功率比的概率分布。

最经典的方法就是生成一个低峰均功率比的 OFDM 信号。为此，人们广泛研究了编码解决方案（见参考文献［WiJo95］，［Nee96］）和相移（见参考文献［Frie97］，［BaFH96］，［MuHu97b］，［Tell98］）。

另一个方法是人为地修改传输信号的振幅使之产生非线性失真（见参考文献［LiCi98］，［NeWi98］，［O'Lo94］，［DiWu98］，［WuGo99］），这种失真即使是使用纠错码（Error Correcting Code，ECC）（见参考文献［TeHC03］）的传统线性接收机也不能有效纠正。Kim 和 Stuber（见参考文献［KiSt99］）提出了一个迭代非线性解码器，即

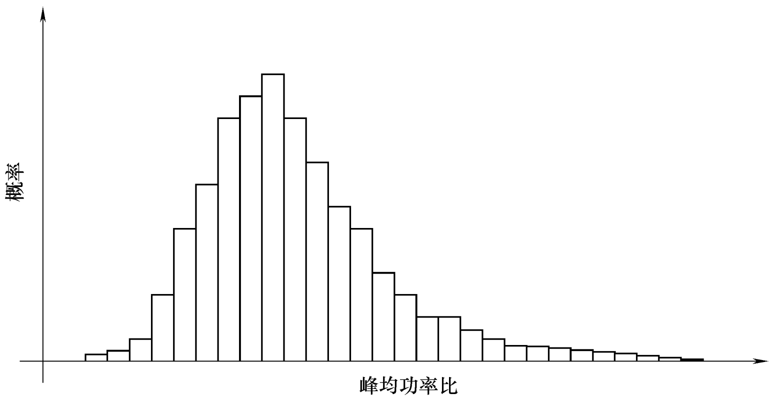


图 2. 2　峰均功率比的概率分布图

判决辅助重建（Decision Aided Reconstruction，DAR），它可以纠正对 OFDM 传输的修改效应。这些先前的工作启发人们提出一个新算法，这种正在探索中的算法（见参考文献［GeCD04］）利用了当前高速率编码正交频分复用（Coded-OFDM，COFDM）技术中的纠错码。

如图 2. 3 所示，一个卷积二进制序列被映射到正交幅度调制（QAM）符号 X 上，并且在一个 N 点输出序列中通过快速傅里叶反变换对它进行了调制，如

$$x_m = \frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{k=0}^{N-1} X_k \mathrm{e}^{\frac{2\mathrm{j}\pi mk}{N}},\quad 0 \leqslant m \leqslant N-1 \tag{2.7}$$

式中，X 为传输符号序列，$X=\{X_k\}_{k=0}^{N-1}$；N 为 OFDM 块大小。

将一个保护间隔加入到 X 序列中，如下

$$x_k^G = x_{k+N-G},\quad 0 \leqslant k \leqslant N+G-1 \tag{2.8}$$

式中，G 为循环前缀的长度；$(k)_N$为 k 模 N 的余数。

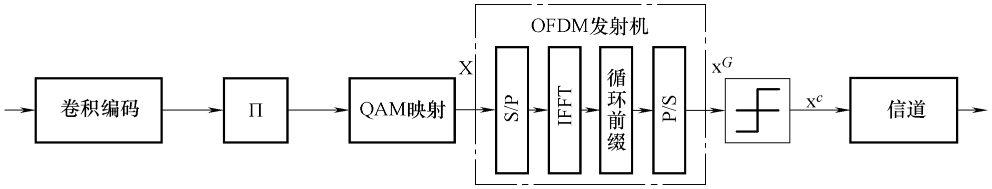


图 2. 3　Turbo-DAR 传输系统

最后，对时间序列 x^G进行分段后可表示为

$$x_k^c = \begin{cases} x_k^G & |x_k^G| \leqslant A \\ A\mathrm{e}^{(\arg x_k^G)} & |x_k^G| > A \end{cases},\quad 0 \leqslant k \leqslant N+G-1 \tag{2.9}$$

式中，x^c为分段后的输出的序列；A 为分段幅度。

分段系数（CRa）定义为

$$CRa[\mathrm{dB}] = 20\log\frac{A}{\sigma_x}\mathrm{dB} \tag{2.10}$$

式中，σ_x为 x_k的标准差。

经信道传输并移除循环前缀后，信号可以记为

$$y_k = \sum_{m=0}^{M} h_m x_{k-m}^c + n_k, \quad 0 \leqslant k \leqslant N-1 \tag{2.11}$$

式中，h_m为以延时为 m 的信道系数；n_k为方差是 N_0的零均值高斯白噪声。

将 y_k进行快速傅里叶变换后，我们得到

$$Y_k = H_k \cdot X_k^c + n_k \quad 0 \leqslant k \leqslant N-1 \tag{2.12}$$

$$= H_k \cdot X_k + Q_k \tag{2.13}$$

式中，Q_k为高斯白噪声与分段后的噪声之和；H_k为第 k 个子载波的复合信道增益。

在频域使用迫零算法实现均衡：

$$Z_k = \alpha_k Y_k \qquad \alpha_k = \frac{H_k^*}{|H_k|^2} \tag{2.14}$$

均衡后的符号作为 Turbo-DAR 算法的输入。此算法的原理如图 2.4 所示，它使用了一种迭代技术，概括如下：

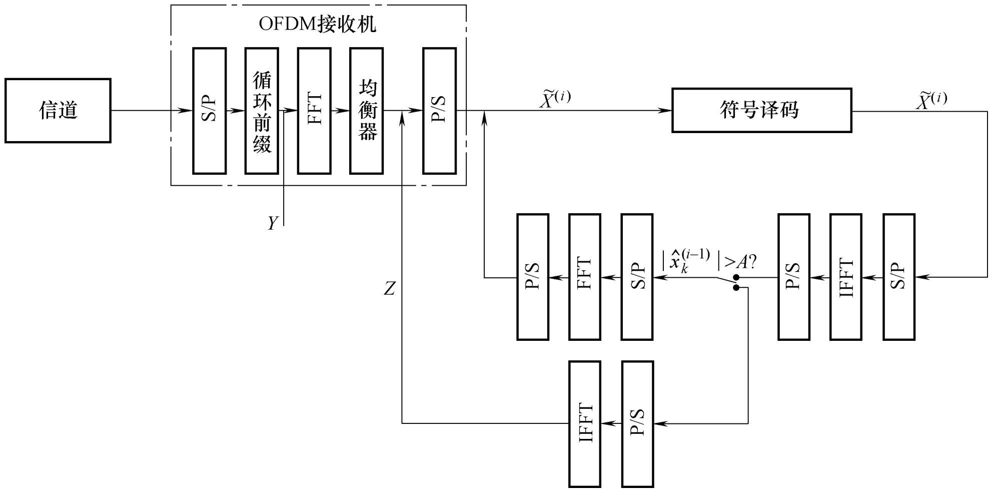


图 2.4　Turbo-DAR 算法原理图

1）首先，将均衡信号 Z 存储在内存 $\tilde{X}^{(0)} = Z$ 中。

2）使用硬件符号估计器对噪声符号 $\tilde{X}^{(i)}$进行编码，如图 2.5 所示。

使用如下的关系式将 $\tilde{X}^{(i)}$软解映射：

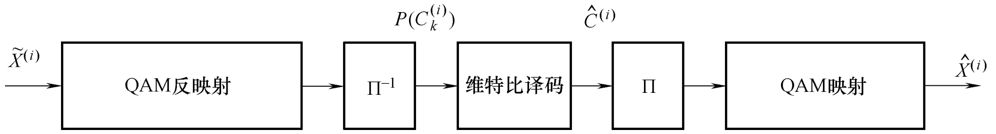


图 2.5　Turbo-DAR 硬符号译码原理

$$P(b_k = a) = \sum_{s \in S} P(b_k = a \mid s_m)P(S = s_m) = \sum_{s_m \in S'} P(S = s_m) \tag{2.15}$$
$$a = \{0,1\}, k = 1,\cdots,\log_2 M - 1$$

式中，S 为 M-QAM 星座点的集合；S'为 S 的子集，如

$$s_m \rightleftharpoons \{b_0,\cdots,b_{\log_2 M-1}\}, b_k = a$$

这些比特概率被交错以提供噪声码字比特 $P(C_k(i))$ 的概率。把它作为维特比的输入来计算出最大概率译码序列$\hat{C}^{(i)}$和信息比特的估计值。

3）将$\hat{C}$交错，映射到符号上，并用快速傅里叶变换反变换转换到时域中，得到$\hat{X}^{(i)}$。

4）通过在时域中把$|\hat{X}^{(i)}|$与 A 做比较而实现对修正采样的检测：

$$\hat{x}_k^{i+1} = \begin{cases} \hat{x}_k^{(0)} & |\hat{x}_k^{(i)}| \leqslant A \\ \hat{x}_k^{(i)} & |\hat{x}_k^{(i)}| > A \end{cases} \tag{2.16}$$

5）通过快速傅里叶变换把估计符号转化到频域中。回到第二步，指针 $i+1$。重复 I 次。

最后，通过维特比译码，用 $\tilde{X}^{(I)}$ 得到估计信息比特来得到最终的判决，如图 2.5 所示。可以通过同样的方法来定义软决策 Turbo-DAR，把维特比译码换为带有软输出 Bahl-Cooke-Jelinek-Raviv（BCJR）译码即可。

图 2.6 阐明了我们提出的技术在 $CRa = 1\text{dB}$ 时，应用 16-QAM 的时不变频率选择性（Time Invariant Frequency Selective，TIFS）信道的性能。仿真结果显示通过结合应用纠错码与 Turbo 频域判决后，误码率（Bit Error Rate，BER）有极大改善。

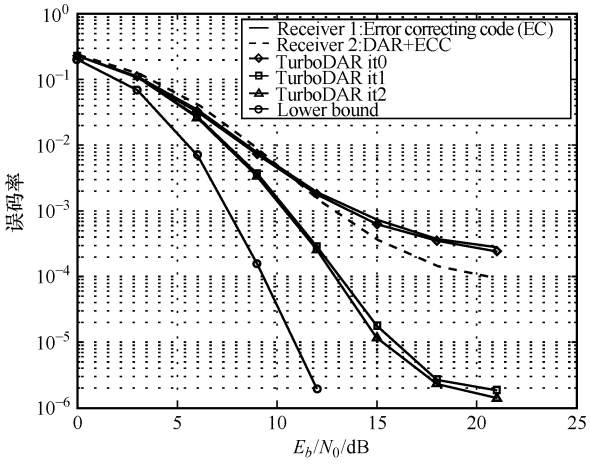
尽管目前的结果是在平稳信道条件得出的，Turbo-DAR 方法依然可用于时变信道，如带有适应性信道估计器的高速无线应用等（见参考文献［CiBi94］，［MoMe01］）。

2. 额外功率：峰均功率比（PAPR）的替代者

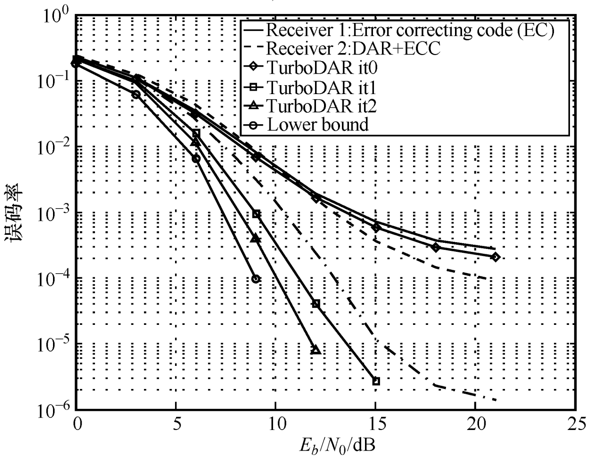
似乎我们还尚未了解峰均功率比对非线性效应的影响（见参考文献［BeEr02］）。峰均功率比的减小总是会导致非线性效应的减小吗？

在一些最近的参考文献［Brai00］和［BSGS02］中，研究人员提出了一些其他的度量方法来测量非线性多载波系统的灵敏度。

一般来说，峰均功率比（PAPR）定义如下：



a) 硬Turbo-DAR



b) 软Turbo-DAR

图 2.6　在 $CRa=1$dB 时，应用 16-QAM 的时不变频率选择性信道，硬软两种 Turbo-DAR 算法的误码率比较

$$\mathrm{PARP}=\frac{\max|x_n|^2}{E[\,|x_n|^2\,]} \tag{2.17}$$

理论上讲，OFDM 符号的采样 x_n 的最大值可达 N，但是达到这样的峰值的概率很小，尤其是在子载波很多的情况下更难达到。实际上，为了减小载波间干扰和带外辐射，需要让放大器工作在线性区域内。因此需要限制多载波信号的最大包络，即限制信号的峰均功率比。另一方面峰均功率比的减小并不意味着系统性能的改善。然而，我们在定义一种度量时还存在其他的可能。非线性信号衰落的度量方法应该具备的以下性质：

1）独立于非线性；

2）易于计算；

3）与非线性效应紧密相关。

第一个性质是必要的，因为在基带系统设计时，一般情况下系统的非线性操作点是未知的；当使用一组有限数据时，必须很容易就得出度量值，所以第二个性质也很重要；第三个性质显然也是很重要的。峰均功率比完全满足了第一个性质；离散信号的峰均功率比也完全满足第二个性质；然而，根据参考文献［Tala00］，非线性 OFDM 系统的性能取决于失真功率，信号的峰值不表示信号功率或失真功率。这就使峰均功率比不适用于某些应用。所以，我们定义超出一定功率的功率总量为 OFDM 符号的额外功率：

$$P_{Excess} = E[(|s_n| - |\overline{s_n}|)^2(|s_n| > |\overline{s_n}|)] \tag{2.18}$$

式中，$|\overline{s_n}|$为信号的平均包络。

其可以表示振幅变化的度量有很多种，此定义只是其中之一。式（2.18）的更一般的形式为

$$P_{Excess}^{(m,L)} = \sqrt{E[(|s_n| - L)(|s_n| >> L)]} \tag{2.19}$$

式中，L 是失真的参考级。

当 $m=\infty$时，L 明确表示 $P_{Excess}^{(m,L)}$ 给出了信号的峰值。因此

$$\text{PAPR} \propto \lim_{m\to\infty} P_{Excess}^{(m,L)}, \quad \forall L < \max|s_n| \tag{2.20}$$

另一方面，如式（2.7）所示，当 $m=2$ 时，$P_{Excess}^{(m,L)}$ 成为功率的度量。峰均功率比和 $P_{Excess}^{(2)}$ 两者都满足上述前两条性质。图 2.7 展示了失真功率与峰均功率比之间的相关系数，失真功率与额外功率的相关系数也在图中标出。此图说明，当非线性程度很高时，额外功率在表现失真上好一些，对于很高的补偿，峰均功率比更是一种很好的度量。

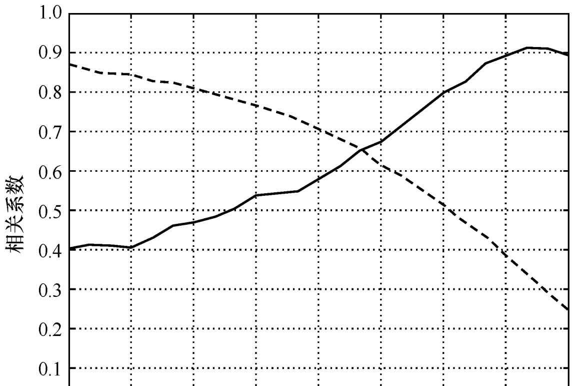


图 2.7　对比不同的输入回退值，失真功率与峰均功率比之间的相关系数，失真功率与额外功率的相关系数

2.2.3　增强的 OFDM 系统

在应用于数字用户线（Digital Subscriber Line，DSL）、广播（DAB，DVB-T）和

WLAN（HIPERLAN/2，IEEE802.11a）之后，OFDM 技术将用于速率更高、带宽更宽的移动系统。因此，当前的任务是提高 OFDM 技术的性能以及改善缺陷和传播环境。

在过去的 10 年里，人们已经在这方面做了很多研究。随着日益增长的对高速率与移动性的需求，研究人员表现出来的对于在时域和频域内的高选择性信道的兴趣也越发的浓厚。此外，要想增大 OFDM 系统的容量，在 MIMO 系统中用于信道估计的天线阵列的应用也变得更加重要。

因为信道估计器的效率和性能与信道模型的精确度与准确度紧密相关，所以信道模型的选择与定义至关重要。

1. Turbo 信道估计

在参考文献［JaSi00］中提出了一种基于信道相关矩阵的 Karhumen-Loeve（KL）分解的信道模型。此信道模型考虑了 OFDM 信号的时频块（见图 2.8），在时域和频域描述了信道。由时隙-频隙相关函数可得到理论上的信道相关矩阵，这个相关函数可用来计算平均功率为 $\phi(0,0)$ 的经典多普勒和指数多路径强度界面

$$\phi(\Delta f,\Delta t)=\phi(0,0)\frac{J_0(\pi B_d\Delta t)}{1+\mathrm{j}2\pi T_m\Delta f} \tag{2.21}$$

式中，B_d 与 T_m 分别为信道的多普勒扩展和多径扩展；$J_0(\cdot)$ 为第一类一阶贝塞尔函数。

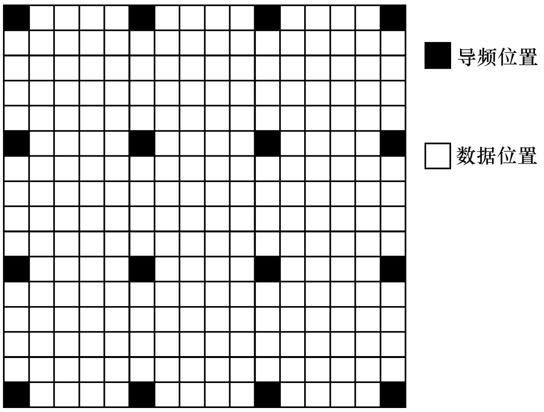


图 2.8　时频块

接收端的第 l 个多样性分支接收到的信道可表述为

$$\boldsymbol{H}^l=\sum_{k=0}^{N-1}G_k^l\boldsymbol{B}_k \tag{2.22}$$

式中，$\{\boldsymbol{B}_k\}_{k=0}^{N-1}$ 为等价离散信道协方差构成的 N 阶方阵 $\boldsymbol{F}=E[\boldsymbol{C}^l\boldsymbol{C}^{l\mathrm{H}}]$ 的标准正交特征向量；$\{G_k\}_{k=0}^{N-1}$ 为方差等于厄密矩阵 $\boldsymbol{F}$ 的特征值 $\{\Gamma_k\}_{k=0}^{N-1}$ 的独立复合零均值高斯随即变量。此矩阵的第 (p,q) 个入口由下式给出：

$$F_{pq}=\phi\{[(m(p)-m(q)]\Delta f,[n(p)-n(q)]\Delta t\} \tag{2.23}$$

如图 2.9 所示，由空间非相关接收天线提供的 L 个分集支路组成了多载波接收机。

假定与符号 a_{mn} 相关的第 l 个多集输出信号可记为

$$R_{mn}^{l} = c_{mn}^{l} a_{mn}^{l} + N_{mn}^{l} \tag{2.24}$$

式中，c_{mn}^{l} 为第 l 个多集分支的离散信道增益因子；N_{mn}^{l} 为方差为 N_0 的复合加性高斯白噪声。

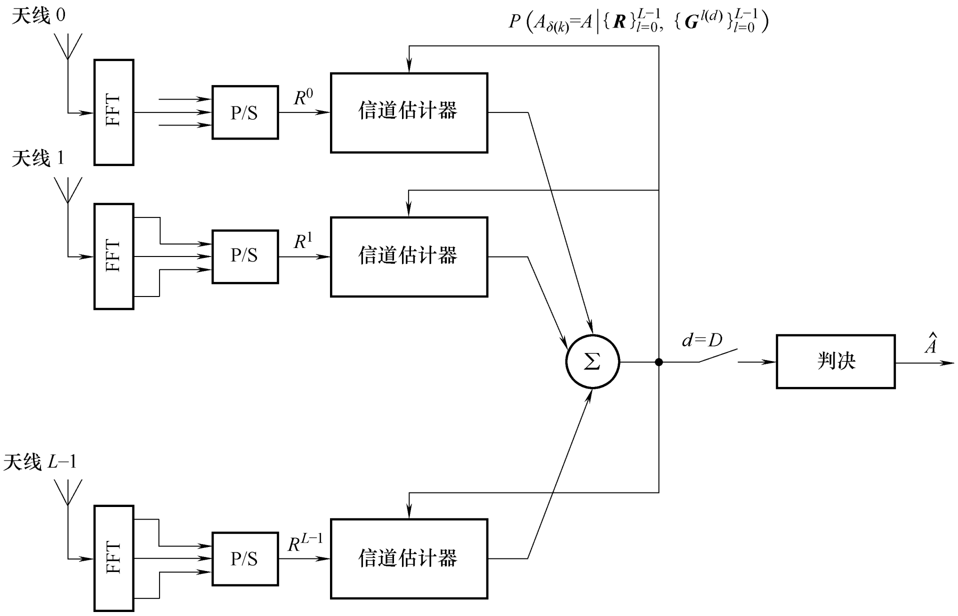


图 2.9　接收机框图

由以上的表达，我们可以得出基于最大后验概率（MAP）准则的信道估计器。$\{\boldsymbol{G}^l\}_{l=0}^{l=L-1}$ 的最大后验概率估计 $\{\hat{\boldsymbol{G}}^l\}_{l=0}^{l=L-1}$ 可定义为

$$\{\hat{\boldsymbol{G}}^l\}_{l=0}^{l=L-1} = \arg \max_{\{G^l\}_{l=0}^{l=L-1}} p(\{\hat{\boldsymbol{G}}^l\}_{l=0}^{l=L-1} \{\boldsymbol{R}^l\}_{l=0}^{l=L-1}) \tag{2.25}$$

式中，$\{\boldsymbol{R}^l\}_{l=0}^{l=L-1}$ 为 L 个多集支路上接收到的 L 个向量。

此方程可由最大期望算法（Expectation Maximisation Algorithm，EMA）迭代解出。第 l 个支路 $\boldsymbol{G}^{l(d+1)}$ 的第 p 个组成元可由下式给出：

$$G_p^{l(d+1)} = \omega_p \sum_{k=0}^{N-1} R_{\delta(k)}^{l} B_{p\delta(k)}^{*} \left(\sum_{A \in \Omega} AP(A_{\delta(k)} = A \mid \{\boldsymbol{R}\}_{l=0}^{L-1}, \{\boldsymbol{G}^{l(d)}\}_{l=0}^{L-1} \right) \tag{2.26}$$

式中，$B_{p\delta(k)}^{*}$ 为 $\boldsymbol{B}_p$ 的第 k 个组成元，并且

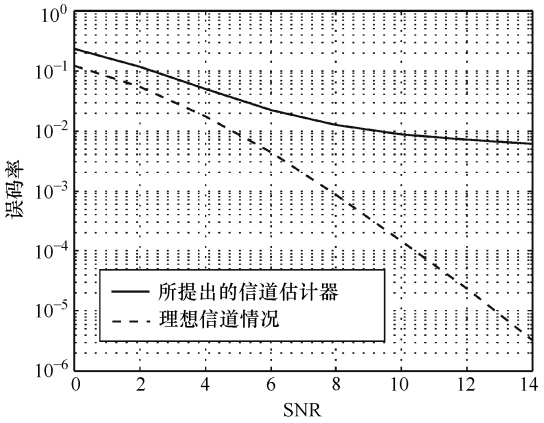
$$\omega_p = \frac{1}{1 + N_0 / \Gamma_p} \tag{2.27}$$

我们把

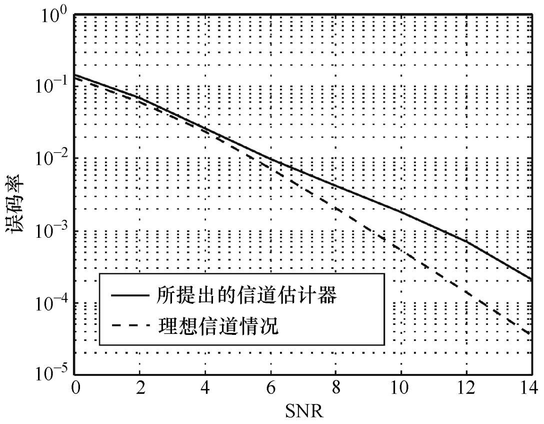
$$G_p^{l(0)} = \omega_p \sum_{\delta(k) \in S_p} R_{\delta(k)}^{l} D_{\delta(k)}^{*} B_{p\delta(k)}^{*} \tag{2.28}$$

作为初始猜测值 $\{\boldsymbol{G}\}^{l(0)}$ 的第 p 个组成部分，式中 $D_{\delta(k)}$ 为信号点 $A_{\delta(k)}$ 确定的值，$\delta(k) \in S_p$，S_p为在时-频块内的导频位置集合。

在极端选择性信道中，此方法表现出了非常好的性能，如图 2.10 所示。此外，解出 MAP 方程需要的迭代次数很少。用信道 $\boldsymbol{F}$ 的协方差矩阵的最强力的特征向量来表示信道可进一步降低复杂度。



a) $B_d \cdot T_m=10^{-8}$



b) $B_d \cdot T_m=10^{-3}$

图 2.10　很高或者居中的时间频率选择性信道估计性能

2. 联合信道估计

人们也研究了其他的技术，更直接地考虑多用户情况，如联合信道估计（Joint Channel Estimation，JCE）。在参考文献［MWSL02］中记载了由 Maniatis 提出的针对这种可根据接收天线阵列形状进行的优化，如图 2.11 所示。

这个系统的每一个接入点（Access Point，AP）都装置有天线阵列。考虑阵列的特征，得到 ML 与最小均方误差（Minimum Mean Square Error，MMSE）联合信道估计的方程。

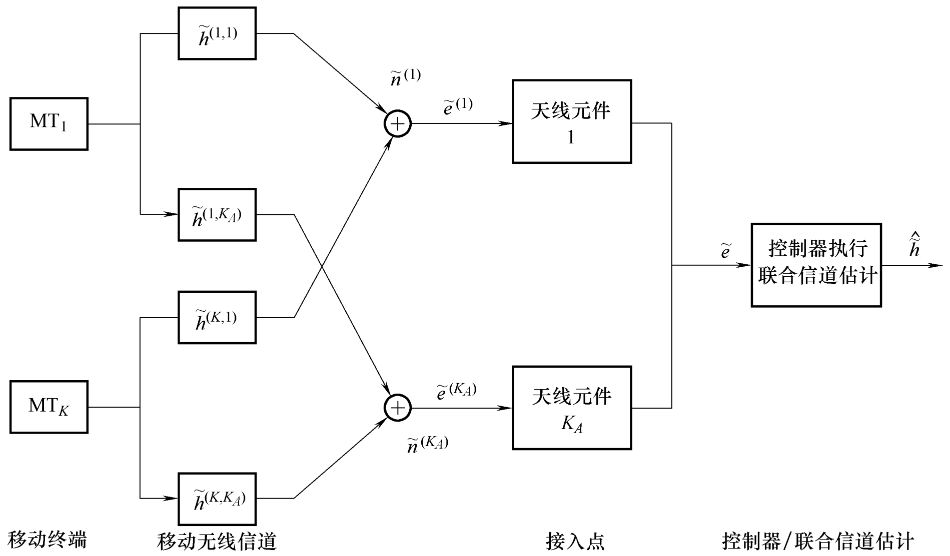


图 2. 11　在 JOINT 中用于上行链路信道估计的系统模型

ML 估计可由下式给出：

$$\hat{\tilde{\boldsymbol{h}}} = \tilde{\boldsymbol{A}} F_{W,tot} (\tilde{\zeta}_d^{\mathrm{H}} \boldsymbol{R}_n^{-1} \tilde{\zeta}_d)^{-1} \tilde{\zeta}_d^{\mathrm{H}} \boldsymbol{R}_n^{-1} \tilde{\boldsymbol{e}} \tag{2.29}$$

MMSE 估计可由含有 $\tilde{\boldsymbol{A}}$ 、$F_{W,tot}$、$\boldsymbol{R}_{hd}$、 $\tilde{\zeta}_d$、$\boldsymbol{R}_{hd}$的式子给出：

$$\hat{\tilde{\boldsymbol{h}}} = \tilde{\boldsymbol{A}} F_{W,tot} \boldsymbol{R}_{hd} \tilde{\zeta}_d^{\mathrm{H}} (\boldsymbol{R}_{\tilde{n}} + \tilde{\zeta}_d \boldsymbol{R}_{hd}^{-1} \tilde{\zeta}_d^{\mathrm{H}})^{-1} \tilde{\boldsymbol{e}} \tag{2.30}$$

在 JOINT 的接收机处天线阵列的应用允许在设计移动终端（MT）和噪声信号的估计过程中包含有方向信息。联合利用频率关联与已知阵列的形状，ML-JCE 的性能比起单接收机天线技术要好。应用最小均方误差估计原理，JCE 的性能可以得到进一步改善，如图 2. 12 所示。由于 MMSE-JCE 估计过程中包含有附加信道状态信息，所以性能要比 ML-JCE 的性能好些。不同于 ML-JCE，MMSE-JCE 不需要减少要进行估计的未知参数的数量。另一方面，MMSE-JCE 需要知道所考虑的点对点无线信道的先验信息。

3. 比特与功率载荷

传统的 OFDM 系统在全部子信道上有固定的星座大小和功率等级分配。由于多径衰落，一些子信道的信噪比会严重下降，导致较高的总体误码率，我们常用编码来解决这一问题。如果信道是静态的（如在数字用户专线中）或者是缓慢时变的，接收机可以通过一个稳健的反馈信道将信道状态信息（Channel State Information，CSI）反馈给发射机。基于信道状态信息，一种自适应传输技术可以动态地修改调制器的参数，以达到改善性能的目的（见参考文献［KeHa00］）。

多载波调制，特别是 OFDM，允许传输功率和每个子载波的比特率随信道选择性的变化（自适应比特载荷）而改变，这是它的优点之一。

比特载荷算法的首次，应用是在 DSL 系统中（见参考文献［Kale89］，［Bing00］）。

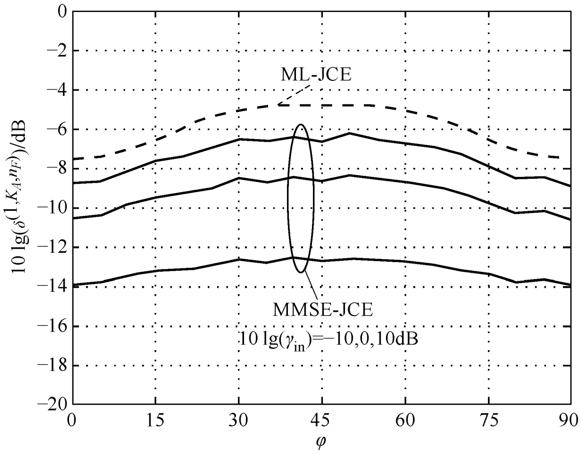


图2.12　不同 φ 值下的SINR（全方向噪声环境，$K=4$；$K_A=4$ 个接收天线元件）

众所周知，理论上信道容量可通过注水原理分配总传输能量得到。实际情况下，星座的大小需要有个确定的尺度，由注水原理得到的圆形比特分布并不是最佳方案。在异步数字用户线（Asynchronous Digital Subscriber Line，ADSL）的研究中提出了一些减轻复杂度的优化算法（见参考文献［ChCB95］，［FiHu96］）。Campello（见参考文献［Camp98］）给出了可以使离散比特分配达到理论上的最优条件。

近来，出现了一些研究自适应比特载荷算法在无线信道中应用的文章被发表（见参考文献［Czy196］，［PTVG98］，［BaFu01］，［DMMC02］）。既然这样，我们应该特别关注信道估计与信道状态信息刷新率对性能的影响（见参考文献［SuSc01］，［SoPi01］，［YeBC02］）。然而，基于注水原理的技术用于信道状态信息反馈的开销很大，这使得这些技术只适用于静态或者低速时变信道。此外，调制解调器必须能够不断地改变调制格式和基于子载波的功率（若数据传输速率高，则复杂度也越高）。

在参考文献［Dard04］中只是提到了选择最健壮的 K 个子信道（即具有较高增益的子信道）并通过保持总比特率与传输功率不变来达到的较大的星座尺寸。理想状态下，由于使用较大星座尺寸而损耗的功率可通过在较少的子信道上分配总功率来部分补偿。然而，人们希望的是最健壮的 K 个子信道的较高可靠性可以改善系统性能。

接收机的任务是估计信道的增益 H_n，选择 K 个最健壮的（最可靠的）子信道，并通过反馈信道通知发射机哪些信道将用于下一次数据包传输。可以通过每 T_{csi} 秒传输一个分配掩码向量来完成上述过程，如图2.13所示，此向量中第 n 位是1表明第 n 个子信道可以使用。每个分配掩码向量中还可以加入循环冗余校验码（Cyclic Redundancy Check，CRC）来检测误码。

图2.14描述了用于不同载荷配置下4-QAM和16-QAM系统的仿真结果。相应的有用数据传输速率分别为12Mbit/s和24Mbit/s。配置参数分别为 $K=N/2$ 和 $K=2/3N$ 时，两种系统的性能最好。由于排序方法的多样性，信噪比（Signal-Noise-Ratio，SNR）可以达到一个较高的值。图2.15所示，衰落与编码相关的12Mbit/s的系统中，平均数据

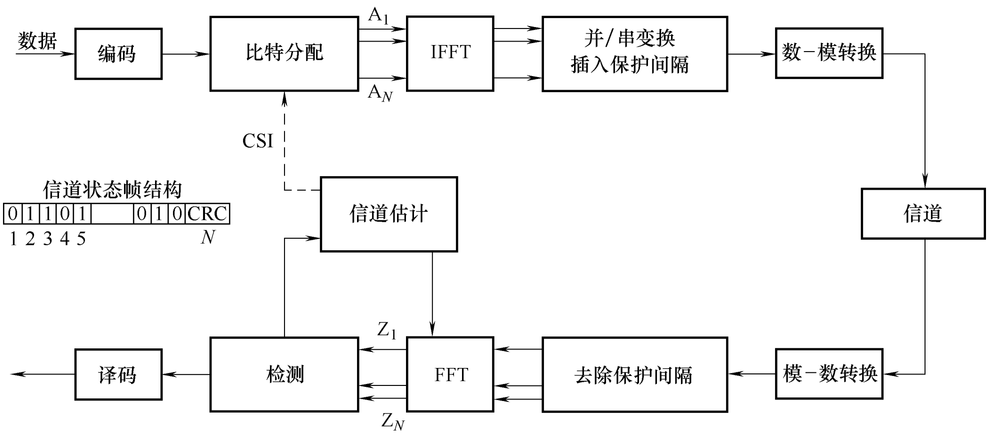


图 2.13　传输系统框图

包错误概率$\overline{P}_{ep}$是E_b/N_0的函数。同时，$K=N/2$ 是最佳的载荷条件。在$\overline{P}_{ep}=10^{-2}$时，相对于参考方案，获得的增益为 6～7dB。

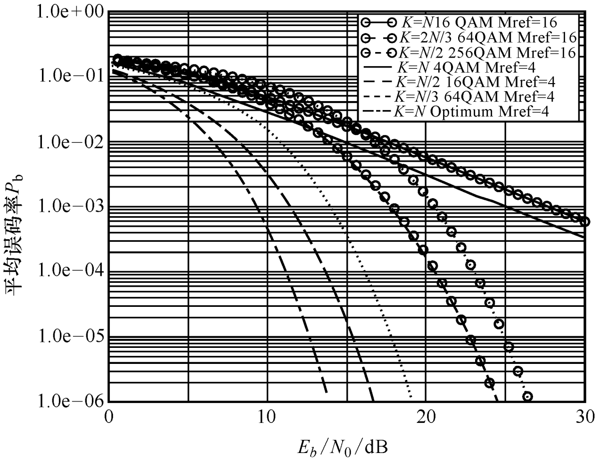


图 2.14　在译码和独立的瑞利衰落仿真中平均误码率是E_b/N_0的函数

在同样的星座尺寸和功率级下，得到这些结果需要的硬件复杂度比得到最优解所需的硬件复杂度要低得多。

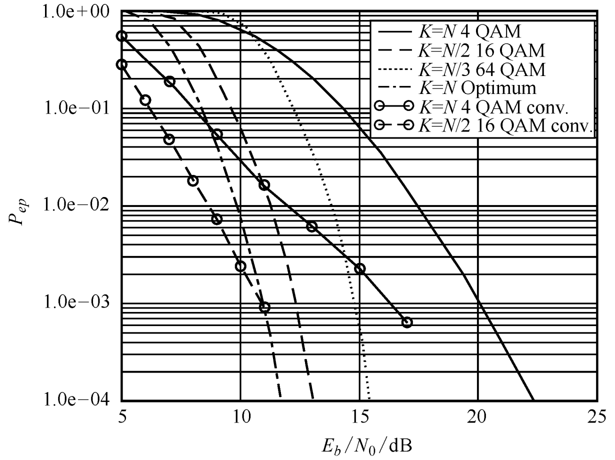


图 2.15　平均数据包错误率作为 E_b/N_0的函数

注：不同的负载条件：$K=N$，$K=N/2$ 和 $K=N/3$，参考系统 12Mbit/s。
曲线为用卷积码（软判决）仿真的结果。

2.3　CDMA 系统

2.3.1　引言

码分多址（CDMA）是 3G 移动通信系统最重要的多址接入方案。这些系统遵从国际标准 IMT-2000，1998 年 1 月采用的欧洲标准（UMTS）是其中的一部分。UMTS 标准有两种空中接口：UMTS 陆地无线接入（UMTS Terrestrial Radio Access，UTRA）-频分双工（Frequency Division Duplex，FDD）和 UTRA-时分双工（Time Division Duplex，TDD）。

UTRA-FDD 基于宽带 CDMA（WCDMA），可与其他 3G WCDMA 技术兼容，由于是频分双工技术，所以需要成对的频带。WCDMA 是应用最广泛的 3G 系统空中接口，并且多路复用和多路接入都基于 CDMA。调整传播长度，为每个用户分配至多 6 个特征码，就能得到需要的数据传输速率。2001 年 10 月，基于 WCDMA 的第一代 3G 网络在东京市区开通，并被命名为自由移动的多媒体接入（Freedom of Mobile Multimedia Access，FOMA）。用户有 3 款手机可以选择。WCDMA 网络的数量在 2004 年迅速增长。然而，在许多地区，特别是西欧，WCDMA 网络的部署不是因为市场需求或竞争压力，而是迫于许可证期限。在 2005 年初，全球已经有 60 多个 WCDMA 网络，超过 1600 万的用户有大约 100 种不同的 WCDMA 设备（包括手机和个人计算机卡产品）可以选择。

UTRA-TDD 基于时分-码分多址（TD-CDMA）并应用 TDD（时分双工），所以可以被用在不成对的 UMTS 频带。在此标准中，多路复用和多路接入基于时分和码分多路复用，演进出窄带 CDMA 技术。这项技术从 2002 年开始被世界上的许多国家采用以提供

移动宽带互联网服务，这种服务与有线 DSL 方案互相竞争。

时分-同步码分多址（TD-SCDMA）是 TD-CDMA 的加强版本，它由中国提出并成为 IMT-2000 标准。根据 TD-CDMA 讨论会［TDSCOS］得知 TD-SCDMA 在 2000 年就已经成熟并可以商用。

MC-CDMA 兼容了 OFDM 与 CDMA 技术。在 1993 年由几个工作组独立提出的 MC-CDMA 被认为是 4G 移动通信系统的关键技术。参考文献［FaKa03］和［Lind99］中有关于蒙特卡洛（MC）-CDMA 的简介。CDMA-2000 的高数据传输速率模式属于基于 IS-95 标准窄带 CDMA 标准体系，它使用 3 个带宽为 1.25MHz 的载波，所以此标准可以被看作为 MC-CDMA 的变体。CDMA-2000 也是 IMT-2000 标准之一，亚洲和北美的几个国家部署了 CDMA-2000 网络。

本节主要概括了 CDMA 的系统特性。关于 CDMA 系统中各种算法的详细阐述可以参看 3.3 节（均衡）、3.5 节（多用户系统和多用户检测）和 7.3 节（阵列处理和波束成形）以及 7.4 节（MIMO 传输技术）。本章余下的内容分为 3 个部分，每一部分都是对于一类特殊的 CDMA 系统的阐述。2.3.2 节主要讨论 WCDMA 系统相关论题，有少部分内容讨论 WCDMA 和多接收/传输天线（详见 7.3 节、7.4 节）的结合，干扰消除技术是另一个重要的主题（详见 3.5 节）。2.3.3 节主要讨论 TD-CDMA 和 TD-SCDMA 相关论题，有少部分内容讨论信号处理方案"联合传输"（详见 3.3 节）。最后，2.3.4 节讲述了关于 MC-CDMA 系统的各个方面。

2.3.2　宽带 CDMA

直接序列-码分多址（Direct Sequence-CDMA，DS-CDMA）和频分双工（FDD）当前是作为 UMTS 标准的传输技术，并且有可能成为未来通信系统的技术标准（见参考文献［SaC103］）。DS-CDMA 系统为每个用户分配一个特征码，以区分不同用户。与多载波码分多址（MC-CDMA）和正交频分多址接入（Orthogonal Frequency Division Multiple Access，OFDMA）相比较，特征码应用在时域，且各用户的合成信号占用整个频带。一系列论文和临时文件（TDs）（见参考文献［Ener01］，［DMFM01］，［Baum03］，［MRFB03］，［Pomm02］，［FoBe02］，［OsNA05］，［LSPB04］，［GaC103］，［BoPM04］，［SaC103］，［MDFC05］）以及研讨会文件（WPs）（见参考文献［MDFB03］，［DPLC03］）广泛讨论了与 WCDMA 及把 DS-CDMA 作为多重接入方案其他系统相关的物理层问题。在下文中，我们将讨论几个相关的问题。然而，值得注意的是，并未涉及所有方面的问题，如维特比译码（Viterbi Decoder，VD）技术不只是 DS-CDMA 系统所特有的，而广泛应用在其他系统中。因此，我们将在专门的章节中更一般地讨论这些问题。

扩展码集合的基数大小限制了一个信元支持的用户数量。在 7.3 节和 7.4 节中讲到的波束成形和 MIMO 技术已经应用到 DS-CDMA 传输方案中（见参考文献［Ener01］，［DMFM01］，［FoBe02］，［BoPM04］），以提高数据传输速率、增加信元所支持用户数量及增强通信链路的可靠性。一个受限于 FDD 方案的特殊问题是在上下行链路使用不同的频带。上下行链路的频带的间距通常远超物理信道的相干带宽，这样可以防止来自

下行链路的信道冲激响应对上行链路的干扰，反之亦然。在参考文献［FoBe02］中，分析了能从上行链路中提取多少信息作为下行链路的权向量。这种分析基于在典型城市环境中的八元均匀线性天线序列的测量结果。分析得出的结论是当各信道间相隔200MHz 时，尽管信道相互独立，它们的信号到达方向（Direction of Arrival，DoA）几乎相同。此外，推断对于用于 DoA 估计的传统傅里叶变换方法而言，较小的性能提升不能证明高分辨技术的额外计算复杂度。参考文献［BoPM04］比较了用于 DS-CDMA 系统的不同盲目波束成形器。该文也提出了一种新技术，用于对抗由于估计误差或时变信道引起的不匹配问题的稳健性的新技术，与此同时，此技术比现有的其他技术（如强干扰状况下，经典的基于修改码过滤方法的直接矩阵转置解决方案）要好。参考文献［Pomm02］讨论了用于上行链路的半盲目算法的收敛问题。此分析基于最小二次方算法及假定通用无线接入频分双工（UTRA-FDD）信号的特殊数据结构。这项工作的成果是得出了一种计算复杂度较低的仿真方法。此外，由于对数据估计有较高的容错率，算法收敛只需要几次迭代即可实现。参考文献［Ener01］中提出了一种用于 CDMA 系统中自适应天线的性能估计的暂时性空间信道模型，这种信道模型包括了由测量得来的统计数据。

正交码序列保证了在理想状态下用户间的正交性。不幸的是，由于物理信道（见参考文献［LSPB04］）的损坏以及用户间特别是上行链路的用户间可能存在的异步，使正交性被破坏，用户不得不对其他用户带来的干扰进行处理。因此，CDMA 已经成为维特比译码（VD）技术发展的推动力，VD 技术考虑了从所有的接收信号中提取出质量好的单用户信号。由于同时考虑全部用户且将误码率（BER）最小化的最佳检测器通常情况下太过复杂，我们必须采用效果较好的次优化方案。迭代干扰消除技术似乎是最有前途的方案，它有时能达到最佳用户性能。多个临时文件（见参考文献［DMFM01］，［MRFB03］，［OsNA05］，［MDFC05］，［MDFB03］）给出了应用 DS-CDMA 作为传输方案的各种干扰消除技术的详细分析。DS-CDMA 与 MIMO 与空时码的联合应用（如参考文献［OsNA05］），会给接收机的检测器造成更重的负担，因为所有用户同时发送的信号会引起附加干扰。

前面已经讨论了关于 UTRA-FDD 的其他方面。在参考文献［Baum03］中讨论了导频比特和信息比特之间的最佳功率比。图 2.16 显示了移动速率为 3km/h，几何因素 G 不同时的国际电信联盟（International Telecommunications Union，ITU）车载无线信道 A 的导频比特和信息比特的最佳功率比。结论是当功率分别适合于导频比特与信息比特时，会使性能有所改善。此外，还提出在当前的通用移动通信系统（UMTS）规范下，最优解可行。通用移动通信系统的频分双工（UMTS FDD）模式下行链路的多传感器同步与解调算法在参考文献［DPLC03］中有所讨论。

在参考文献［GaCl03］中讨论了 DS-CDMA 与 MC-CDMA 对相位噪声的敏感程度。它们都被看作是 60GHz 频段下未来无线通信系统的备选方案。两种方案随着相位噪声的增加都表现出相似的性能下降，其中小型系统负荷下采用正交沃尔什码的 DS-CDMA 略显优势。这些技术都要求 βT_s 小于 0.02。全负荷状态下，由于子载波的正交性的损耗，使 OFDM-时分多址（TDMA）成为敏感度最高的技术。

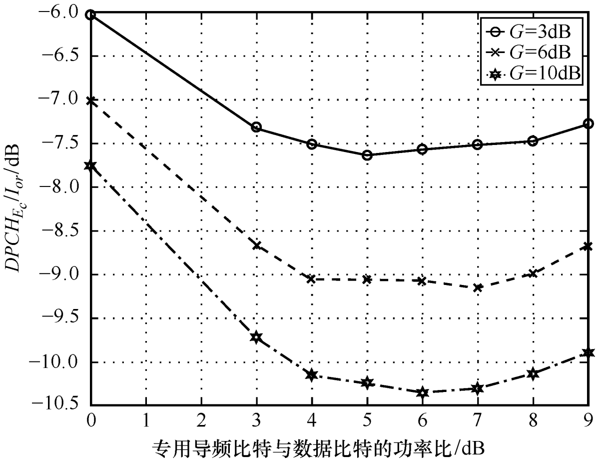


图 2.16 若用专用导频比特进行信道估计，144kbit/s 参考信道中导频比特和信息比特的功率比不同时，满足 $BLER=1\%$ 所需的 $DPCH_{Ec}/I_{or}$

2.3.3 时分 CDMA

对于时隙 CDMA 系统来说，联合检测（Joint Detection，JD）是较好的检测方案，被称为 JD-CDMA 的空中接口概念就是基于联合检测的（见参考文献［Klei96］，［LuBa00］）。作为 UMTS 和 IMT-2000（见参考文献［HKKO00］）的 TDD 频带空中接口的 TD-CDMA 也可以应用联合检测，它允许小区内多路介入干扰和符号间干扰的彻底消除。在 TD-CDMA 的许多应用中，例如浏览网络时，期望下行链路能支持比上行链路更高的数据传输速率。因此，在 TD-CDMA 中，下行链路就像是瓶颈，要提高整个 TD-CDMA 的性能就必须提高下行链路的性能。下面，我们将阐述如何通过传统 JD-CDMA 与在参考文献［MBWL00］，［MBLP00］，［BMWT00］，［MTWB01］中提出的联合发送（Joint Transmission，JT）方案的结合达到增强下行链路性能的目的，而这样的结合并不明显，成本不高。作为这种联合的先决条件是，在基站处，下行链路的有效信道冲激响应必须是可知的。在时分双工（TDD）系统中，通过对上行链路信道进行估计就能基本满足这个条件。在基站处 JT 与的多传输天线的结合可最优化应用天线，这是很有好处的（见参考文献［StBl96］，［BKNS94］）。为了使陈述尽量简洁，我们假定读者很熟悉参考文献［Klel96］，［LuBa00］，［HKKO00］，［MBWL00］，［MBLP00］，［BMWT00］中的内容并且熟知这些参考文献中的常用符号。

考虑一个传统的 JD-CDMA 下行链路，在这条链路上基站支持 K 个移动终端（MT），$k=1$，…，K。由基站发送给各个移动终端的 K 个局部数据向量 $\underline{\boldsymbol{d}}^{(k)}$，$k=1$，…，$K$，构成了全局数据向量：

$$\underline{\boldsymbol{d}}=(\underline{\boldsymbol{d}}^{(1)^{\mathrm{T}}}\cdots\underline{\boldsymbol{d}}^{(K)^{\mathrm{T}}})^{\mathrm{T}} \tag{2.31}$$

一般来说，基站和移动终端都使用不止一根天线。当基站处部署了多传输天线时，依靠

一个由 CDMA 码和天线加权构成的调制器矩阵$\underline{\boldsymbol{M}}$，就可以得到总传输信号：

$$\underline{\boldsymbol{s}} = \underline{\boldsymbol{M}}\,\underline{\boldsymbol{d}} \tag{2.32}$$

基站单个天线和移动终端 k 之间的信道冲激响应可由部分信道矩阵$\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}$表示（见参考文献［LuBa00］）。

然后，移动终端 k 处的期望信号可以由下式给出：

$$\underline{\boldsymbol{e}}^{(k)} = \underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}\underline{\boldsymbol{s}} = \underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}\underline{\boldsymbol{M}}\,\underline{\boldsymbol{d}} \tag{2.33}$$

在式（2.33）的中间位置的$\underline{\boldsymbol{s}}$由式（2.32）取代，得到式（2.33）中右边的式子。在移动终端 k 处，由式（2.33）中的$\underline{\boldsymbol{e}}^{(k)}$和迫零算法进行联合检测，可得到式（2.31）中的$\underline{\boldsymbol{d}}$估计（见参考文献［Klei96］、［LuBa00］）。

$$\hat{\underline{\boldsymbol{d}}} = \{[(\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}\underline{\boldsymbol{M}})^{*\mathrm{T}}\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}\underline{\boldsymbol{M}}]^{-1}(\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}\underline{\boldsymbol{M}})^{*\mathrm{T}}]\underline{\boldsymbol{e}}^{(k)} \tag{2.34}$$

大括号中的矩阵是由移动终端 k 的后验决定的。当然，在移动终端 k 处只有与移动终端 k 的有关的局部数据向量$\underline{\boldsymbol{d}}^{(k)}$的估计。

$$\hat{\underline{\boldsymbol{d}}}^{(k)} = \underbrace{\{[(\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}\underline{\boldsymbol{M}})^{*\mathrm{T}}\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}\underline{\boldsymbol{M}}]^{-1}(\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}\underline{\boldsymbol{M}})^{*\mathrm{T}}\}_{kN}^{(k-1)N+1}}_{\underline{\boldsymbol{D}}^{(k)}}\underline{\boldsymbol{e}}^{(k)} \tag{2.35}$$

式中 $\{\cdot\}_j^i$代表由大括号内的矩阵的 i 行 j 列构成的矩阵$\underline{\boldsymbol{D}}^{(k)}$。然而，在传统联合检测中应用的矩阵 $[(\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}\underline{\boldsymbol{M}})^{*\mathrm{T}}\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}\underline{\boldsymbol{M}}]^{-1}\ (\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}\underline{\boldsymbol{M}}]^{*\mathrm{T}}$允许对特定移动终端无用的数据被检测到，这是多余的。在生成发送信号 $\underline{\boldsymbol{s}}$ 时传统 JD-CDMA 的这个特征可被看作是非必需的约束。由式（2.32）生成的信号 $\underline{\boldsymbol{s}}$ 在移动终端 k 处能检测到不相关的数据。因此，应当在只考虑与此移动终端相关的数据情况下生成$\underline{\boldsymbol{s}}$，记为 $\underline{\boldsymbol{d}}^{(k)}$。这个基本原理使得对$\underline{\boldsymbol{s}}$的设计有了更多的自由度，如，可以利用此原理来最小化必需传输能量，进而减小对这 K 个基站外的各基站的干扰，$k=1, \cdots, K$。

如参考文献［MBWL00］，［MBLP00］，［BMWT00］所示，在联合传输方案中，移动终端 $k=1, \cdots, K$ 处的解调器是以特定移动终端解调矩阵的形式先验决定的。这些矩阵同上面提到过的局部信道矩阵$\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}$一起作为后验判决调制矩阵$\underline{\boldsymbol{M}}$的输入，一般来说$\underline{\boldsymbol{M}}$不同于传统 JD-CDMA 中使用的调制矩阵。

现在，作为此方法的关键，式（2.35）中的矩阵$\underline{\boldsymbol{D}}^{(k)}$可以被看作是联合传输系统的局部解调矩阵。如参考文献［MBWL00］，［MBLP00］，［BMWT00］所述，一个联合传输系统的部分解调矩阵可以组成一个对角分块矩阵，即总解调矩阵。若把式（2.35）中的矩阵$\underline{\boldsymbol{D}}^{(k)}$作为部分解调矩阵，则总解调矩阵如下所示：

$$\underline{\boldsymbol{D}} = \mathrm{blockdiag}(\underline{\boldsymbol{D}}^{(1)}\cdots\underline{\boldsymbol{D}}^{(K)}) \tag{2.36}$$

上面介绍过的部分信道矩阵$\underline{\boldsymbol{H}}^{(k)}$可构成总信道矩阵（见参考文献［MBWL00］、［MBLP00］、［BMWT00］）

$$\underline{\boldsymbol{H}} = (\underline{\boldsymbol{H}}^{(1)^{\mathrm{T}}}\cdots\underline{\boldsymbol{H}}^{(K)^{\mathrm{T}}})^{\mathrm{T}} \tag{2.37}$$

根据联合传输方案，式（2.36）中的$\underline{\boldsymbol{D}}$与式（2.37）中的$\underline{\boldsymbol{H}}$可以用来生成联合传输调制矩阵（见参考文献［MBWL00］，［MBLP00］，［BMWT00］）

$$\underline{\boldsymbol{M}} = (\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}})^{*\mathrm{T}}[\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}}(\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}})^{*\mathrm{T}}]^{-1} \tag{2.38}$$

若式（2.32）中的全局传输信号$\underline{\boldsymbol{s}}$是由式（2.38）中的后验判决调制矩阵$\underline{\boldsymbol{M}}$代替传统 JD-CDMA 系统的先验判决调制矩阵生成的，那么总传输能量$\|\underline{\boldsymbol{s}}\|^2/2$将会减小（见参考文献［MBWL00］，［MBLP00］，［BMWT00］）。图 2.17 为 MIMO 联合传输方案的系统模型。

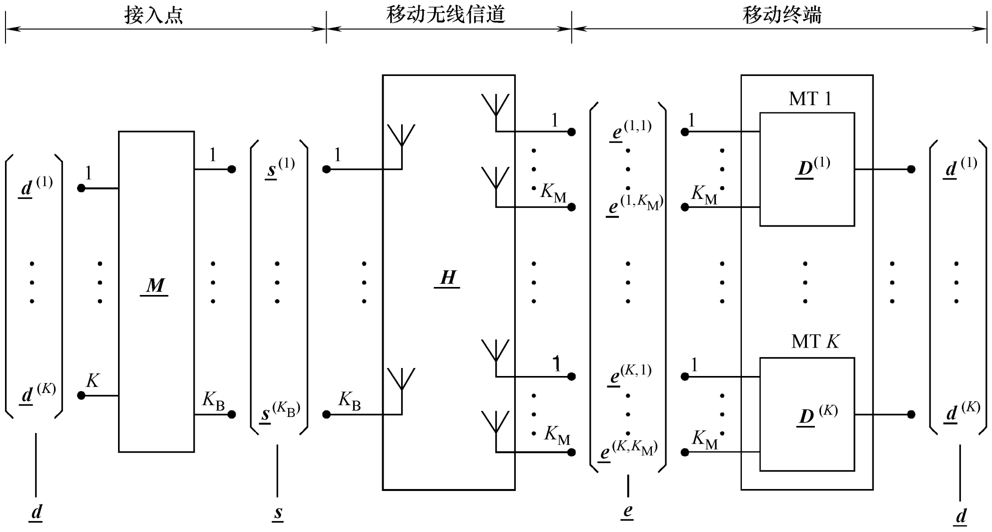


图 2.17　MIMO 联合传输方案的系统模型

在参考文献［MoGF03］中，还考虑了一个下行链路方案，并且为了简化移动终端接收机，利用 UTRA-TDD 的 TDD 特性做了时空预均衡。新提出的均衡器综合法探讨了 DS-CDMA 的频率冗余和通过应用基站处的天线阵列达到的空间多样性。通过迫零准则得到滤波器系数。关于此算法的更多细节可参看 3.5 节。使用 ITU 步行 A 信道模型下的 UTRA-TDD 标准仿真器进行了仿真。即使是在一个满负载的系统中，使用多天线情况下，BS 和单用户的误码率性能一致。

在参考文献［GiCo02］中，讨论了应用于 UTRA-TDD 宏小区方案的共轭梯度波束成形算法的性能。使用了基于循环单程返回模型的宽带指向性信道模型。仿真结果基本涵盖了最终的波束成形处理增益，着重关注了结果与方案特性之间的关系。移动终端与基站之间的距离对波束成形增益的影响不大。在移动终端周围的分散圆半径和分散点的总数对波束成形增益有一定影响，移动终端的分组类型对波束成形性能的影响最大。大体上，参数的改变使得在期望信号中置入波瓣和零位的角自由度更低了，另外，非期望干扰会导致更低的波束成形增益。

在参考文献［TeRe01］中，描述了时分同步码分多址（TD-SCDMA）系统。TD-SCDMA是3G移动通信标准IMT-2000和UMTS的一部分。TD-SCDMA是一种改进的窄带TD-CDMA。上行链路的时间同步得到了改进，这使得每个用户的主要路径在同一时间到达基站。由于正交编码的应用，用户间的很大一部分干扰可以避免。再加上使用了多接收天线，增加了系统容量。同样具有16的扩展长度，TD-SCDMA可达到16，而TD-CDMA只能达到8。对于满负荷系统方面，参考文献［TeRe01］研究了基于周期性神经网络（见3.5节）的不同非线性维特比译码算法的误码率性能。在时不变信道和时变多路信道中，非线性维特比译码算法比标准线性算法好得多。

2.3.4 多载波 CDMA

参考文献［Manz02］讨论了几种应用于MC-CDMA系统下行链路的编码配置规则。MC-CDMA运用了准正交序列及多变扩展因素技术来支持不同的用户数据传输速率。在混合配置规则下，轮流分配沃尔什码和准正交码。这样，不管分配给用户的是什么样的编码序列，每个用户的性能都是一样的。在分离配置规则下，首先分配沃尔什码，一个接着一个。只有当沃尔什集合空缺时，才分配准正交码。因此，随着系统中用户数目的增多，沃尔什码用户收到的干扰也逐步增加。而第一个活跃准正交码用户将受到来自全体沃尔什码的干扰。对于用户数据传输速率不同的系统，为高数据传输速率用户分配沃尔什码，低数据传输速率用户分配准正交码。不同编码的用户受到的干扰的差别在各自误码率中有所体现。

在参考文献［SäMo03］中，讲述了应用于MC-CDMA无线蜂窝系统下行链路的空分多径接入。特别是应用了空间和频率维数的联合传输滤波器。这两门技术是建立在最大传输速率及最大信噪比基础之上的，都致力于最大程度地降低多径接入干扰，因此使低复杂度检测技术能用于移动终端。此外，通过SCDMA和MC-CDMA技术的融合能使系统容量明显增大。关于这种算法的详细介绍在3.5节给出。

TD（见参考文献［MoCa03］）考虑了用于上行链路正交频码分复用（Orthogonal Frequency Code Division Multiplexing，OFCDM）方案的信道预均衡。提供了上行链路和下行链路之间的互易性。较低复杂度的信道预均衡可避免在基站处进行精确的信道估计，因此无需在上行链路中加入引导符号，从而提高了上行链路的数据传输速率。对于低速移动终端误码率性能很好。当移动终端速度提高时，可应用数据辅助适应检测技术来弥补信道预均衡和实际信道冲激响应间随速度提高的不匹配问题。速度在60km/h以下时，此算法显示出了良好的误码率性能。多普勒效应很大时，可通过减小展频系数来最大化系统负荷。

参考文献［MoSä04］探讨了多传输天线OFCDM系统的下行链路中的扩展序列分配。此算法应用波束成形来减小多址干扰。此算法涉及到选择所需的扩展序列子集，及这些被选序列的分布，此分布由移动终端的空间特性确定。在实际传输方案上得到的仿

真结果强调了优化扩展序列的分配及算法效率的必要性。

参考文献［DYMT03］将 MIMO-MC-CDM 系统与 MIMO-OFDM 系统在性能方面进行了比较。在接收端进行了反复的探测以及解码（Turbo 检测），表明在几乎所有的监测方案中 MIMO-MC-CDM 系统在性能上都超过了 MIMO-OFDM 系统。关于几种过去常用的检测方案的详细介绍可参见 3.5 节。

TD（见参考文献［HTBS05］）提出了一种平均频率最小均方误差（MMSE）信道估计器。在 MC-CDMA 系统中结果显示，这种估计器能够有效地较少估计差错，并且比传统稳健估计器有更好的性能。OFDM 系统也可使用此估计器。关于 OFDM 中应用此估计器的细节可参阅 2.2 节，关于估计算法的细节可以参阅 3.4 节。

参 考 文 献

[AlLa87] M. Alard and R. Lassale. Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers. *EBU Technical Review*, 224:168–190, Aug. 1987.

[BaFH96] R. W. Bauml, R. F. H. Fischer, and J. B. Huber. Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping. *Elect. Lett.*, 32(22):2056–2057, Oct. 1996.

[BaFu01] A. N. Barreto and S. Furrer. Adaptive bit loading for wireless OFDM systems. In *Proc. PIMRC 2001 - IEEE 12th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, San Diego, CA, USA, Oct. 2001.

[Baum03] T. Baumgartner. Optimum power ratio between dedicated pilot bits and information bits if user specific beamforming is used in UMTS FDD. TD(03)019, COST 273, Barcelona, Spain, Jan. 2003.

[BeEr02] A. Berhavan and T. Erriksson. PAPR and other measures for OFDM systems with nonlinearity. In *Proc. WPMC 2002 - Wireless Pers. Multimedia Commun.*, Honolulu, HI, USA, Oct. 2002. [Also available as TD(03)050].

[Bing00] J. A. C. Bingham, editor. *ADSL, VDSL and multicarrier modulation*. John Wiley & Sons Ltd., New York, NY, USA, 2000.

[BKNS94] J. J. Blanz, A. Klein, M. M. Naßhan, and A. Steil. Performance of a cellular hybrid C/TDMA mobile radio system applying joint detection and coherent receiver antenna diversity. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 12(4):568–579, May 1994.

[BMWT00] P. W. Baier, M. Meurer, T. Weber, and H. Tröger. Joint transmission (JT), an alternative rationale for the downlink of time division CDMA using multi-element transmit antennas. In *Proc. ISSSTA 2000 - IEEE 6th Int. Symp. on Spread Spectrum Techniques and Applications*, Parsippany, NJ, USA, Sep. 2000.

[BoPM04] M. Borgo, S. Pupolin, and B. Matteo. A novel robust beamforming based on convex optimization for CDMA space-time receivers. TD(04)122, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[Brai00] R. N. Braithwaite. Using walsh code selection to reduce the power variance of band limited forward-link CDMA waveforms. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 18(11):2260–2269, Nov. 2000.

[BSGS02] A. R. S. Bahai, M. Singh, A. J. Goldsmith, and B. R. Saltzberg. A new approach for evaluating clipping distortion in multicarrier systems. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 20(5):462–472, May 2002.

[Camp98] J. Campello. Optimal discrete bit loading for multicarrier modulation systems. In *Proc. ISIT 1998 - IEEE Int. Symp. on Information Theory*, Cambridge, ME, USA, Aug. 1998.

[ChCB95] P. S. Chow, J. M. Cioffi, and J. A. C. Bingham. A practical discrete multitone transceiver loading algorithm for data transmission over spectrally shaped channels. *IEEE Trans. Commun.*, 43(2/3/4):773–775, Feb./Mar./Apr. 1995.

[CiBi94] J. M. Cioffi and A. C. Bingham. A data-driven multitone echo canceller. *IEEE Trans. Commun.*, 42(10):2853–2869, Oct. 1994.

[Corr01] L. M. Correia, editor. *Wireless Flexible Personalised Communications: COST 259, European Co-operation in Mobile Radio Research.* John Wiley & Sons Ltd., New York, NY, USA, 2001.

[Czyl96] A. Czylwik. Adaptive OFDM for wideband radio channels. In *Proc. Globecom 1996 - IEEE Global Telecommunications Conf.*, London, UK, Nov. 1996.

[Dard04] D. Dardari. A uniform power and constellation size bit-loading scheme for OFDM based WLAN systems. In *Proc. PIMRC 2004 - IEEE 15th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Barcelona, Spain, Sep. 2004. [Also available as TD(03)155].

[DiWu98] N. Dinur and D. Wulich. Peak-to-average power ratio in amplitude clipped high order OFDM. In *Proc. MILCOM 1998 - IEEE Military Communications Conference*, Boston, MA, USA, Oct. 1998.

[DMFM01] E. Del Re, S. Morosi, R. Fantacci, and D. Marabissi. Low complexity selective interference cancellator for a WCDMA communication system with antenna array. TD(01)051, COST 273, Bologna, Italy, Oct. 2001.

[DMMC02] D. Dardari, M. G. Martini, M. Milantoni, and M. Chiani. MPEG-4 video transmission in the 5GHz band through an adaptive OFDM wireless scheme. In *Proc. PIMRC 2002 - IEEE 13th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.

[DPLC03] D. Depierre, F. Pipon, P. Loubaton, and J.-M. Chaufray. Multi-sensor synchronization and demodulation algorithms in the downlink of the UMTS FDD mode. WP(03)009, COST 273, Paris, France, May 2003.

[DYMT03] M. A. Dangl, D. Yacoub, U. Marxmeier, W. G. Teich, and J. Lindner. Performance of joint detection techniques for coded MIMO-OFDM and MIMO-MC-CDM. WP(03)017, COST 273, Paris, France, May 2003.

[Ener01] P. Eneroth. A stochastic spatial temporal channel model for evaluating the performance of adaptive antennas in CDMA-systems. TD(01)011, COST 273, Brussels, Belgium, May 2001.

[Enge02] M. Engels, editor. *Wireless OFDM Systems: How to make them work?* Kluwer Academic Publishers, London, UK, 2002.

[FaKa03] K. Fazel and S. Kaiser. *Multi-carrier and spread spectrum systems.* John Wiley & Sons Ltd., New York, NY, USA, 2003.

[FiHu96] R. F. H. Fisher and J. B. Huber. A new loading algorithm for discrete multitone transmission. In *Proc. Globecom 1996 - IEEE Global Telecommunications Conf.*, London, UK, Nov. 1996.

[FoBe02] S. E. Foo and M. Beach. Uplink based downlink beamforming in UTRA FDD. TD(02)104, COST 273, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.

[Frie97] M. Friese. OFDM signal with low-crest factor. In *Proc. Globecom 1997 - IEEE Global Telecommunications Conf.*, Phoenix, AZ, USA, Nov. 1997.

[GaCl03] C. Garnier and L. Clavier. Sensitivity of various multiple access techniques to phase noise. TD(03)111, COST 273, Paris, France, May 2003.

[GeCD04] G. Gelle, M. Colas, and D. Declercq. Turbo decision aided reconstruction of clipping noise in coded OFDM. In *Proc. SPAWC 2004 - Sig. Proc. Advances in Wireless Commun.*, Lisbon, Portugal, July 2004. [Also available as TD(04)013].

[GiCo02] J. M. Gil and L. M. Correia. Dependence of adaptive beamforming performance on directional channel macro-cell scenarios for UMTS. TD(02)050, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[HKKO00] M. Haardt, A. Klein, R. Koehn, S. Oestreich, M. Purat, V. Sommer, and T. Ulrich. The TD-CDMA based UTRA TDD mode. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 18(8): 1375–1385, Aug. 2000.

[HTBS05] Y. Hara, A. Taira, L. Brunel, and T. Sälzer. Frequency-averaged MMSE channel estimator for multicarrier transmission schemes. TD(05)002, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[JaSi00] E. Jaffrot and M. Siala. Turbo channel estimation for OFDM systems on highly time and frequency selective channels. In *Proc. ICASSP 2000 - IEEE Int. Conf. Acoust. Speech and Signal Processing*, Istanbul, Turkey, June 2000. [Also available as TD(02)025].

[Kale89] I. Kalet. The multitone channel. *IEEE Trans. Commun.*, 37(2):119–124, Feb. 1989.

[KeHa00] T. Keller and L. Hanzo. Adaptive multicarrier modulation : a convenient framework for time-frequency processing in wireless communications. *IEEE Proc. of the IEEE*, 88(5):611–640, May 2000.

[KiSt99] D. Kim and S. Stuber. Clipping noise mitigation for OFDM by decision aided reconstruction. *IEEE Commun. Lett.*, 3(1):4–6, Jan. 1999.

[Klei96] A. Klein. *Multi-user detection of CDMA signals – algorithms and their application to cellular mobile radio*. Number 423 in Fortschrittberichte VDI, Reihe 10. VDI-Verlag, Düsseldorf, Germany, 1996.

[LiCi98] X. Li and L. Cimini. Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM. *Elect. Lett.*, 2(5):131–133, May 1998.

[Lind99] J. Lindner. MC-CDMA in the context of general multisubchannel-multiuser transmission methods. *European Transactions on Telecommunications*, 10(4):351–367, Aug. 1999.

[LSPB04] S. Lüder, C. Schneider, M. Pettersen, and L.-E. Braten. Downlink orthogonality degradation in UMTS FDD. TD(04)091, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[LuBa00] Y. Lu and P. W. Baier. Performance of adaptive antennas for the TD-CDMA downlink under special consideration of multi-directional channels and CDMA code pooling. *AEÜ, International Journal of Electronics and Communications*, 54:249–258, 2000.

[Manz02] U. Manzoli. Performance of a multicarrier CDMA system with multiple classes of users employing walsh and quasi-orthogonal codes. TD(02)133, COST 273, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.

[MBLP00] M. Meurer, P. W. Baier, Y. Lu, A. Papathanassiou, and T. Weber. TD-CDMA downlink: Optimum transmit signal design reduces receiver complexity and enhances system performance. In *Proc. ICT 2000 - 7th Int. Conf. on Telecommunications*, Acapulco, Mexico, May 2000.

[MBWL00] M. Meurer, P. W. Baier, T. Weber, Y. Lu, and A. Papathanassiou. Joint transmission: advantageous downlink concept for CDMA mobile radio systems using time division duplexing. *Elect. Lett.*, 36(10):900–901, May 2000.

[MDFB03] S. Morosi, E. Del Re, R. Fantacci, and A. Bernacchioni. Improved iterative parallel interference cancellation for wireless DS-CDMA communication systems. WP(03)007, COST 273, Paris, France, May 2003.

[MDFC05] S. Morosi, E. Del Re, R. Fantacci, and A. Chiassai. Design of turbo-MUD receivers with density evolution in overloaded CDMA systems. TD(05)068, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[MoCa03] D. Mottier and D. Castelain. Channel pre- and post-equalization in uplink OFCDM systems with mobility. In *Proc. PIMRC 2003 - IEEE 14th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Lisbon, Portugal, Sep. 2003. [Also available as TD(03)151].

[MoGF03] A. J. Morgado, A. M. Gameiro, and J. J. Fernandes. Constrained mean-square-error space-time pre-equalizer for the downlink channel of UMTS-TDD. In *Proc. VTC 2003 Spring - IEEE 57th Vehicular Technology Conf.*, Jeju, Korea, Apr. 2003. [Also available as TD(03)137].

[MoMe01] M. Morelli and U. Mengali. A comparison of pilot-aided channel estimation methods for OFDM systems. *IEEE Trans. Signal Processing*, 49(12):3065–3073, 2001.

[MoSä04] D. Mottier and T. Sälzer. Spreading squence assignment in the downlink of OFCDM systems using multiple transmit antennas. In *Proc. VTC 2004 Spring - IEEE 59th Vehicular Technology Conf.*, Milano, Italy, May 2004. [Also available as TD(04)163].

[MRFB03] S. Morosi, E. Del Re, R. Fantacci, and A. Bernacchioni. Improved iterative parallel interference cancellation for DS-CDMA 3G systems. TD(03)025, COST 273, Barcelona, Spain, Jan. 2003.

[MTWB01] M. Meurer, H. Tröger, T. Weber, and P. W. Baier. Synthesis of joint detection (JD) and joint transmission (JT) in CDMA downlinks. *Elect. Lett.*, 37(14):919–920, July 2001. [Also available as TD(01)003].

[MuHu97a] S. H. Muller and J. B. Huber. A comparison of peak power reduction schemes for OFDM. In *Proc. Globecom 1997 - IEEE Global Telecommunications Conf.*, Phoenix, AZ, USA, Nov. 1997.

[MuHu97b] S. H. Muller and J. B. Huber. OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences. *Elect. Lett.*, 33(5):368–369, Feb. 1997.

[MWSL02] I. Maniatis, T. Weber, A. Sklavos, and Y. Liu. Pilots for joint channel estimation in multi-user OFDM mobile radio systems. In *Proc. ISSSTA 2002 - IEEE 7th Int. Symp. on Spread Spectrum Techniques and Applications*, Prague, Austria, Sep. 2002. [Also available as TD(04)009].

[Nee96] R. D. J. Van Nee. OFDM codes for peak-to-average power reduction and error correction. In *Proc. Globecom 1996 - IEEE Global Telecommunications Conf.*, London, UK, Nov. 1996.

[NeWi98] R. Van Nee and A. Wild. Reducing the peak-to-average power ratio of OFDM. In *Proc. VTC 1998 - IEEE 48th Vehicular Technology Conf.*, Ottawa, Canada, May 1998.

[O'Lo94] R. O'Neill and L. B. Lopes. Performance of amplitude limited multitone signals. In *Proc. VTC 1994 - IEEE 44th Vehicular Technology Conf.*, Stockholm, Sweden, June 1994.

[OsNA05] F. S. Ostuni, M. R. Nakhai, and A. H. Aghvami. Iterative MMSE receivers for space-time trellis coded CDMA systems in multi-path fading channels. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 54(1):163–176, Jan. 2005. [Also available as TD(04)025].

[PaNG03] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, editors. *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge University Press, Cambridge, UK, 2003.

[Pomm02] P. Pommer. Convergence of a semi-blind least-squares-algorithm for the UMTS FDD uplink with adaptive antennas. TD(02)072, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[PTVG98] L. Van der Perre, S. Thoen, P. Vandenameele, B. Gyselinckx, and M. Engels. Adaptive loading strategy for a high speed OFDM-based WLAN. In *Proc. Globecom 1998 - IEEE Global Telecommunications Conf.*, Sydney, Australia, Nov. 1998.

[RoGr97] H. Rohling and R. Grunheid. OFDM transmission technique with flexible subcarrier allocation. In *Proc. VTC 1997 - IEEE 47th Vehicular Technology Conf.*, Phoenix, AZ, USA, May 1997.

[SaCl03] W. Sawaya and L. Clavier. Simulation of DS-CDMA on the LOS multipath 60 GHz channel and performance with RAKE receiver. In *Proc. PIMRC 2003 - IEEE 14th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Beijing, China, Sep. 2003. [Also available as TD(04)189].

[SäMo03] T. Sälzer and D. Mottier. Downlink strategies using antenna arrays for interference mitigation in multi-carrier CDMA. In *Proc. MC-SS 2003 - 4th Workshop on Multi-Carrier Spread Spectrum and Related Topics*, Oberpfaffenhofen, Germany, Sep. 2003. [Also available as TD(02)137].

[SoPi01] M. R. Souryal and R. L. Pickholtz. Adaptive modulation with imperfect channel information in OFDM. In *Proc. ICC 2001 - IEEE Int. Conf. Commun.*, Helsinki, Finland, June 2001.

[StBl96] A. Steil and J. J. Blanz. Spectral efficiency of JD-CDMA mobile radio systems applying coherent receiver antenna diversity with directional antennas. In *Proc. ISSSTA 1996 - IEEE 4th Int. Symp. on Spread Spectrum Techniques and Applications*, Mainz, Germany, Sep. 1996.

[SuSc01] Q. Su and S. Schwartz. Effects of imperfect channel information on adaptive loading gain of OFDM. In *Proc. VTC 2001 Fall - IEEE 54th Vehicular Technology Conf.*, Atlantic City, NJ, USA, Oct. 2001.

[TaJa00] V. Tarokh and H. Jafarkhani. On the computation and reduction of the peak-to-average power ratio in multicarrier communications. *IEEE Trans. on Commun.*, 48(1):37–44, 2000.

[TeHC03] J. Tellado, L. M. C. Hoo, and J. M. Cioffi. Maximum-likelihood detection of nonlinearly distorted symbols by iterative decoding. *IEEE Trans. Commun.*, 51(2):218–228, Feb. 2003.

[Tell98] C. Tellambura. Phase optimization criterion for reducing peak-to-average power ratio in OFDM. *Elect. Lett.*, 34(2):169–170, Jan. 1998.

[TeRe01] W. G. Teich and M. Reinhardt. Multiuser/multisubchannel detection based on a recurrent neural network structure for the mobile communication system TD-SCDMA. In *Proc. ISCTA 2001 - 6th Int. Symp. on Communication Theory and Applications*, Ambleside, UK, July 2001. [Also available as TD(02)069].

[WiJo95] T. A. Wilkinson and A. E. Jones. Minimization of peak-to-mean power ratio of multicarrier transmission schemes by block coding. In *Proc. VTC 1995 - IEEE 45th Vehicular Technology Conf.*, Rosemont, IL, USA, July 1995.

[WuGo99] D. Wulich and L. Goldfeld. Reduction of peak factor in orthogonal multicarrier modulation by amplitude limiting and coding. *IEEE Trans. Commun.*, 47(1):18–21, Jan. 1999.

[YeBC02] S. Ye, R. S. Blum, and L. J. Cimini. Adaptive modulation for variable rate OFDM systems with imperfect channel information. In *Proc. VTC 2002 Spring - IEEE 55th Vehicular Technology Conf.*, Birmingham, AL, USA, May 2002.

第 3 章　信 号 处 理

Alister Burr，Tomaz Javornik，Tadashi Matsumoto，Jan Sykora，
Laurent Clavier，and Geir E. ∅ien

3.1　概述

前述章节侧重于具体的无线标准和空中接口，而本章则关注更为通用的信号处理技术，它可用于各种无线通信系统。同时本章还将侧重于链路层方面，包括：多用户系统和多用户检测，这也是 WG1 的主要工作。

3.2 节包括了在数据传输中的调制和编码技术；3.3 节涵盖了均衡技术，它被用于在接收端来克服信号分散以及一些信号检测问题；3.4 节介绍了参数估计的问题，它主要包括载波相位和符号定时恢复，以及更常见的信道估计；3.5 节介绍了多用户检测，它与2.3 节所述的 CDMA 系统是有重复的，但这里的重点在于检测技术而不是系统，并且其应用实际上比 CDMA 系统还要广泛。最后3.6 节考虑了自适应空中接口，特别是链路自适应算法。

本章所述的两个主题已经成为 WG1 工作的一般性特点。一个是在第 7 章中将详细阐述的 MIMO 系统技术，MIMO 信号处理技术依然是本章的重点，这是由于 MIMO 正被不断看作无线系统中的一个关键技术。但是本章侧重于信号处理技术而不是 MIMO 系统方面。

第二个主题是迭代或者“Turbo”技术。由于这个关键技术应用很广泛，“Turbo”技术将会广泛出现在本章中所有其余部分，而不能被单独抽取出来。因此，在本章的剩余部分我们给出迭代技术或“Turbo 处理”的一般性介绍。

“Turbo 处理”因 Turbo 码中使用的迭代解码器而得名。反过来，Turbo 码来源于涡轮增压内燃机。在这种内燃机中，部分输出能量反馈到输入，以提高发动机的功率（在这种情况下通过预压缩燃料/空气混合物实现）（见参考文献［BeGT93］）。在这种情况下，Turbo 码是来自数据解码器输出的外赋信息。对于 Turbo 解码器，它是将两个解码器当中的一个输出反馈到另一个输入。反馈的信息通常以对数-似然比的形式表示，它是一种软信息的表达，因为它体现了信息的可靠性，以及最可能的符号。反馈信息是外在的，这是由于它仅包含从第 2 个解码器获得的数据，而与第 1 个解码器无关。从第 1 个解码器，或直接从传输的数据获得的信息，已经被从中减去。注意到该信息应尽可能与第 1 个解码器的信息不相关。基于此原因，在大多数情况下两个解码器之间存在一个交织器，使得信息来自码流的不同部分。这个过程如图 3.1 所示。

外赋信息作为先验信息用于第 1 解码器中，从而使得解码器能够改善第 2 次迭代解码中的数据估计。第 1 解码器将外赋信息传递给第 2 解码器，从而改善数据以及外赋信

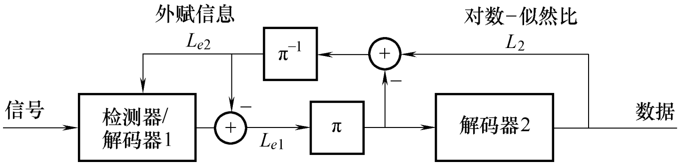


图 3.1　迭代或“Turbo”过程

息的估计。这一迭代过程将不断重复进行直到收敛（期望）到正确数据。

解码器必须既能接收也能产生软信息，因此通常被称为软输入、软输出或 SISO 解码器。(由于这个缩写显然与单输入、单输出矛盾，所以在本章中将其修改为软输入软输出。通常使用的解码算法有 MAP 或 BCJR 算法（见参考文献［BCJR74］)，它们都能使用和提供对数-似然算法。也可以使用它的两个简化算法 MAP 和软输出维特比法 (Soft Output Viterbi Algorithm，SOVA）（见参考文献［RoVH95］)，但软信息不是很精确。

解码器的功能不仅仅是解码，还可以利用外赋信息帮助改进接收端中的其他功能模块。例如，已知发送的数据就可以用来改善信道估计，在均衡时这些数据的先验知识可以用来估计和消除符号间干扰，判决时也考虑到了体现数据可靠性的反馈软信息。某种形式上的检测器一般可以取代第 1 个解码器，利用检测器反馈的外赋信息来执行所需功能。

注意到目前为止，这些应用程序几乎总是涉及解码与一个或多个其他功能（虽然通常只是另外一个功能)。这一部分是因为这种方法本身又特别适合这一点，而且还因为在前向纠错（Forward Error Correction，FEC）编码中的应用，尤其是 Turbo 码，往往造成其他功能难以实现。特别地，编码将趋于减少检测器前端的信噪比，这是由于编码增益，它是编码的目的，但降低信号速率也意味着进一步降低信噪比（相对于比特能量与噪声密度之比)。由于一些功能比如载波相位恢复性能的好坏取决于信噪比，这往往意味着，该编码系统的整体性能取决于载波恢复。联合解码和载波恢复克服了这一问题，Turbo 处理提供了一个比完整的实施联合估计更简单的方法。

注意到编码不需要一定是 Turbo 码。如前所述，这个名字“Turbo”来自于将外部解码器的外赋信息反馈到前端解码器/检测器，因此适用于任何外编码使用的编码。外卷积解码在这些应用中很普遍，但它需要用一个（更复杂）的软输出解码器取代卷积解码器。联合 Turbo 解码器和检测器实际上包括两个 Turbo 处理循环，一个包含在另一个里面。注意基于 Turbo 码的处理系统通常运行得特别好，这是由于码字的功率，还要注意额外的复杂度往往是非常小的，这又是因为 Turbo 解码器已经提供了软输出。

这个检测器一般能够采取两种形式之一。其一是等价的 MAP 算法，它根据信号和反馈的外赋信息，能够准确估计对数-似然比的数据以及待估计参数的似然函数。这基本上是最佳的，但在某些情况下可能会非常复杂。例如，对于多用户检测，检测器需要考虑用户数据所有可能的组合，因此复杂度往往是用户数量的指数。同样地，一个用于均衡的 MAP 检测器的复杂度是信道脉冲响应长度的指数。另一种方法是基于预期的做法，其中预期数据是根据反馈的外赋信息计算的，然后它也用作数据辅助检测器/估计

器中的数据估计。这方面很常见的一个例子是用在载体相位恢复和信道估计的期望最大化（见参考文献［SyBu04］）。这种方法的一个优点是它可以被证明在经常遇到的几种情况下收敛。另一个是并行干扰抵消多用户检测中软信息的应用。通过计算并减去其他用户干扰的预期值并减去它来避免对用户数目的指数依赖。本章中描述了一些经过特别考虑和比较的有关这些方法的例子（见参考文献［SyBu04］）。

如上所述，Turbo 处理现在在这一领域这么重要，它在所有本章其余部分都有描述。它的应用本质上可以分为估计与检测，就如下面所列，虽然在某些情况下没有清晰的区分。

估计：

1）载波相位恢复；

2）符号定时恢复；

3）信道估计；

4）干扰概率密度函数（Probability Density Function，PDF）的估计。

检测：

1）均衡；

2）MIMO 检测；

3）多用户检测；

4）未知干扰抵消。

3.2 调制和编码

本节主要阐述高级编码与调制问题、UWB 通信的有关话题、理论系统性能评估方法以及实现方面的问题。和空时编码相关的编码调制的大部分内容在 MIMO 系统章节给出。高级编码和调制方面将会讨论如下内容：网格编码连续相位调制（Continuous Phase Modulation，CPM）空时调制方式设计准则、用于块衰落延迟限制 MIMO 信道中的线性分集预编码、并行级联码的打孔、基于整数码的特别适合网络层的新编码。UWB 小节讨论了频域检测器、扩展带宽对于 Rake 接收机性能的影响和将发送参考信号与自相关接收机合并的问题。在理论系统性能评估中，讨论了频率选择性瑞利衰落信道下的系统容量，以及对逼近误差曲线的新方法进行了评估。实现方面部分内容讨论了非线性失真和接收机简化对系统性能下降的影响。最后部分还涉及了现场可编程门阵列（Field Programmable Gate Array，FPGA）通信系统的设计和实现。

3.2.1 高级编码和调制问题

在不同的传播环境下建立高效编码调制方式的设计规则和准则包含在下面的小节中。首先给出了在瑞利平坦衰落信道中网格编码 CPM 调制的设计原则，其余 3 方面贡献主要在编码上。首先提出的是在块衰落延迟限制的 MIMO 信道中具有低复杂度的两个阶段的高效编码过程的设计标准。接下来介绍了基于整数码的新的编码设计思想，该方法用于多个并行级联码的最佳打孔方案描述。

CPM 类型的恒定包络空时（Space-Time，ST）调制是一个具有吸引力的选择，尤其是在高频和移动应用当中，这是由于它能够抵制非线性失真带来的不利影响，在参考文献［Syko01］中，通过在瑞利平坦慢衰落空间分集信道中分析具有独立系数的网格编码 CPM-ST 调制信号的平均均方距离，该距离估计取决于调制器网格和距离估计网格。考虑其自由路径，后者具有特殊性质，即关键路径和距离的增量行为，是 ST 网格码的设计依据。

在参考文献［Syko01］中提到的使均方距离最小化的该网格码设计准则可以归纳为以下步骤：搜索终止序列；根据长度对它们进行分类，并在距离估计网格中确定关键路径；从原码中排除关键序列；把剩余的序列用于 ST 网格编码中。

与寻找关键路径相关的前两个步骤是设计过程的重要部分。据发现，它们与距离估计网格的使用有关。可以证明，距离估计是一种具有由距离估计网格描述的记忆过程。

$$\rho'^2 = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \nabla\rho'^2[m,\nabla q_m,\Theta(m)] \tag{3.1}$$

其中$\nabla q_m = q_m^1 - q_m^2$是信道的符号差值，距离估计状态是 $\Theta(m)$。最终的极限状态识别最终的序列。我们可以知道当且仅当 $\Theta(m)=0$ 和$\nabla q_m=0$ 距离二次方增长是 0，即$\nabla\rho'^2(m)=0$。在距离估计网格中，最终的状态为 $\Theta(m)=0$，停止增加积累的二次方距离。反之，当 $\Theta(m)\neq 0$，继续增加二次方距离。

总的过程是一般性的，不仅仅与空间信道相关。它可以应用到一个编码设计中，这适用于由有限状态机制模型描述的任何有记忆的调制。

一种新颖的方法是在块衰落延迟限制 MIMO 信道中开发线性预编码（内码）设计准则。这种方法是在利率上利用虚拟多址的对称性条件容量区域。总的编码过程分为两部分：外码和内码。外码是独立块，而联合处理是对内码本身。其目的是开发具有相同的中断容量性能的两个阶段的编码过程，而且相比于信息理论上最优的联合编码大大降低了设计复杂度。

我们假设 MIMO 信道为时间块矩阵 $\tilde{\boldsymbol{x}} = \tilde{\boldsymbol{G}}\tilde{\boldsymbol{q}} + \tilde{\boldsymbol{w}}$。我们想用两个阶段的编码方法代替联合（一个阶段）编码过程 $\tilde{\boldsymbol{d}} \mapsto \tilde{\boldsymbol{q}}$，其中 $\tilde{\boldsymbol{d}} = [\boldsymbol{d}_1^{\mathrm{T}}, \cdots, \boldsymbol{d}_M^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$是未处理的信息向量，$\tilde{\boldsymbol{q}} = [\boldsymbol{q}_1^{\mathrm{T}}, \cdots, \boldsymbol{q}_M^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$是第二阶段编码中信道编码符号向量。在两个阶段方法中，第一个阶段的块编码 $\boldsymbol{d}_n \mapsto \boldsymbol{c}_n$，$\forall n \in \{1, \cdots, M\}$（M 是帧的长度）是由一个共用码表的外编码器实现，第二阶段的内码为 $\tilde{\boldsymbol{c}} \mapsto \tilde{\boldsymbol{q}}$，$\tilde{\boldsymbol{c}} = [\boldsymbol{c}_1^{\mathrm{T}}, \cdots, \boldsymbol{c}_M^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$。向量 $\tilde{\boldsymbol{c}}$ 是组成多址信道输入的中间编码符号向量。内码是线性预编码 $\boldsymbol{c}_n$，其中 $\tilde{\boldsymbol{F}}$ 是预编码单一向量。

联合（一个阶段）编码是最优的。通过使用跨越整个帧的长码字，在这个帧中一个阶段码可以有效地解决多个随机信道实例。在两个阶段的方法中，线性预编码从 $\tilde{\boldsymbol{q}}$ 符号的角度用符号 $\boldsymbol{c}_n$创建一个新的虚拟码表，$\boldsymbol{c}_n$是从共用的码表中的 $\boldsymbol{d}_n$编码得到的。

在两个阶段的情况下，预编码器的设计目标是给每个数据块提供统一的到达率

(每个区块帧同步)，这个达到率应尽可能接近（在概率意义上）整个帧直接都采用一个阶段编码获得的性能。

$$\frac{1}{M}\widetilde{\boldsymbol{C}}_M^{\widetilde{d}\mapsto\widetilde{q}} = \min_{k\in M,s=S(k)}\frac{1}{K}\widetilde{\boldsymbol{C}}_s \tag{3.2}$$

一个阶段的编码容量是

$$\widetilde{\boldsymbol{C}}_M^{\widetilde{d}\mapsto\widetilde{q}} = \log_2\det\left(\boldsymbol{I}_{MN_T} + \frac{\Gamma}{N_T}\widetilde{\boldsymbol{F}}^{\mathrm{H}}\widetilde{\boldsymbol{G}}^{\mathrm{H}}\widetilde{\boldsymbol{G}}\widetilde{\boldsymbol{F}}\right)$$

容量域 $\widetilde{\boldsymbol{C}}_s$ 的容量是所有可能的 k 组信道的容量，k 取 $\{1, \cdots, M\}$

$$\widetilde{\boldsymbol{C}}_s = \log_2\det\left(I_{KN_T} + \frac{\Gamma}{N_T}\widetilde{\boldsymbol{F}}_{[s_i]}^{\mathrm{H}}\widetilde{\boldsymbol{G}}^{\mathrm{H}}\widetilde{\boldsymbol{G}}\widetilde{\boldsymbol{F}}_{[s_i]}\right)$$

式中，Γ 是信噪比。

短语“尽可能接近”是在概率意义上理解，这是由于在发射端没有信道状态信息而且信道观测是非遍历的。只要它们的容量满足这一准则，选择的预编码就是可以被估计的。仿真结果表明仅仅是时间预编码的性能与全空时预编码的性能接近。有关详情，请参阅参考文献［SyKn04］。

代数编码理论大多已经考虑了编码器和解码器的硬件实现效率。有限域理论方法实现了多项式乘法和除法应用的一个非常简单的硬件。试图找到更适合的字节导向计算机应用的码字码级，它用单字节错误纠正双字节错误进行检测。码字基于整数，而不是有限域，很少用到算术，在参考文献［BaBu04］中描述了其中一种类型。

一个完整的新码字旨在纠正发生在一个任意长度字节的单个错误（见参考文献［BaBu04］）。该码字是基于整数环，主要思想是，每个单比特错误（正或负）是另一个单比特错误在一个字节的循环移位。其编码及伴随式形成过程简单。如果必要的话要纠正错误而不用长迭代和大型的查找表。该码是次优的，因为它的长度比具有相同纠错能力的传统码略短。在纠错过程中的一个简单的扩展能够纠正一个字节内两个相邻的错误，另外还可以缩短码字的长度。

提出的编码方法具有如下优点：

1）编码和伴随式形成过程是简单的，每信息比特只需要两次模 M 加法。

2）码字长度是任意的，其最大极限与校验位汉明码类似。

3）如果不需要纠错，码等价于用于错误检测的弗莱彻校验过程。

4）错误修正程序仅在必要时启动。它由比较和辅助循环移位寄存器组成。

5）该代码有两个版本：第一个是纠正一个字节内的单比特错误，而另外一个是纠正一个字节内的错误对，可以实现在单一算法内的切换。

6）提出的码字非常适合于网络层的前向纠错编码，特别是当编码路由具有分集时。

由于 Turbo 码的发明（两并行级联码），Turbo 原理已经被扩展到对称与不对称的多路并行级联码（Multiple Parallel Concatenated Code，MPCC）。在原来的 Turbo 码中，所有未编码（系统）位被发送出去，而两者组成的编码位被打孔以提高码率。MPCC 中的

每一个组成码都可以自由选择打孔率，同时保持一个固定的编码码率。有两个组成码的 MPCC 可以采用二维外信息传输（Extrinsic Information Transfer，EXIT）的图表进行分析，而 N 个组成码的 EXIT 图是 N 维的；因此，EXIT 分析就变得复杂，使用将 N 维 EXIT 图表投影到二维的技术来寻找最佳打孔率，以降低收敛门限。该 EXIT 图是用来优化在一定的码率范围内打孔率的选择（见参考文献［BrRG04］）。对于一个给定的码率 R，可以得出最低信噪比 $\gamma_{\min}$ 以及最佳打孔率 Δ_{opt}

$$[\gamma_{\min},\Delta_{\text{opt}}] = \arg g(\gamma,\Delta) \quad (3.3)$$
$$\gamma > 0$$
$$\Delta \in [0,1]^{N+1}$$

式中目标函数定义如下

$$g(\gamma,\Delta) = \begin{cases} \gamma & f_I(\gamma,\Delta) \geqslant J[2Q^{-1}(P_b)] \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$$

式中，f_I 是决定收敛点的函数。

最佳值可以在一个确定的 R 把 γ 调到很大值时得到。如需详细过程请参考文献［Brän04］。图 3.2 所示结果给出了 Berrou、Glavieux 和 Thitimajshima（BGT）码，以及其他 3 个卷积码的组合的信噪比率范围。

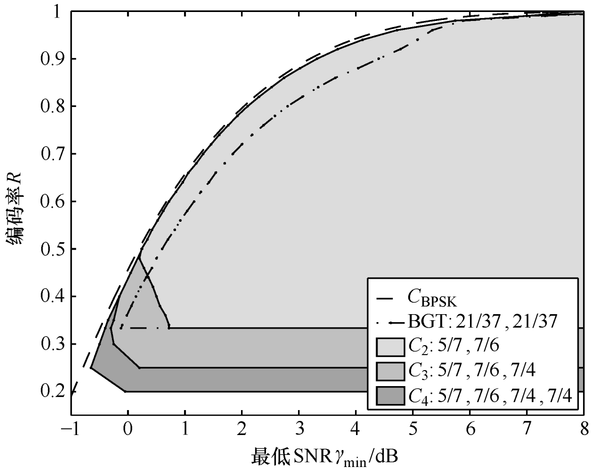


图 3.2 当收敛点 >0.9999 时，BTG 码和卷积码的 SNR 和编码率关系

3.2.2 超宽带

超宽带扩频多址接入技术受到了未来商业和军事通信系统的重视。短时循环的低占空比脉冲在 UWB 系统中携带信息，信号能量分布在宽频带上，可以具有理想通信能力，包括：精确定位和测距、深衰落免疫力、多址接入和保密通信。传播带宽对 UWB Rake 接收机性能的影响，以及在频率选择性多用户环境中，把传送参考信号与自相关频域检测器结合的影响在 COST 273 都进行了研究。

Rake 接收机架构提供了解决多径分量、转换密集多径信道并创建高度路径分集的能力。对于理想的 Rake 接收机，阶数、相关器和实时自适应的数量都是不受限制的，扩展带宽应该尽可能宽。然而，对于具有有限阶数和有限带宽相关器的复杂度有限的接收机而言，它是最优的。参考文献［CWVM03］对扩展带宽对于低复杂度的超宽带 Rake 接收机的性能影响进行了分析。对两种类型接收机的扩展带宽的影响进行了分析，其中选择性 Rake 接收机（Selective Rake，SRake），选择 L 条最佳路径，并把它们进行最大比合并，而部分 Rake 接收机（Partial Rake，PRake）合并了首先到达的 L 条路径。Rake 解调单元和发射机数量固定的情况下，研究表明存在一个最佳带宽。最佳带宽随着 Rake 解调单元数目的增加而变宽，其中 SRake 比 PRake 的带宽宽。

文中对两个衰落信道即瑞利和 Nakagami 对最优带宽的影响进行了分析，结果表明对于这两个信道而言，最佳传播带宽大约相同。对于低比例 L_b/L_r，其中 L_b表示最佳路径的数量和 L_r表示可用的多径分量数目，SRake 在瑞利衰落信道中的性能比在 Nakagami 衰落信道中的要好，而高比例 L_b/L_r在 Nakagami 衰落信道接收机性能更好。

结合传输参考（Transmitted-Reference，TR）信号和自相关接收机（Autocorrelation Receiver，AcR）是获得一个低复杂度和次优超宽带通信系统一种很好的方式。对基本的 TR UWB 信号设计，脉冲成对传输。第一个脉冲仍然是未调制，第二个是通过数据调制的。如果两个脉冲之间的延迟与信道的相干时间相比是很小的，则两个脉冲要受到同样的信道失真，这样，AcR 可以当作第一个脉冲并且作为第二个信号解调的参考信号。目前，这些系统的许多问题都没有得到解决。在参考文献［RoWi04］中，一个供选择的 AcR 被提出，它以更高的时钟速率为代价，能够简化同步和集成持续的优化。所提出的 AcR 结合了过采样相关器输出加权，提高系统的性能。噪声和符号内部以及符号间干扰（Intra-and-Inter-Symbol-Interference，IISI）的统计特性在过采样相关器输出中给出，同时也给出了计算误码率的一个方法。两项准则用来得到加权和系数，即最大比合并（Maximal Ratio Combining，MRC）和 MMSE。

考虑到实现的问题，运行在测量到的室内多径无线信道中的几个 UWB TR 系统性能被介绍和讨论。所有这些系统都使用所提出的 AcR，但延迟、带宽、采样率和数据传输速率都不同。在图 3.3 中，没有 ISII 的影响，200MHz 的 TR 系统优于 400MHz 和 800MHz 的。所显示的统计特性揭示了解调器中的非高斯噪声项，解调器输出方差随着带宽近似呈线性增长。此项会随着带宽的增加造成性能的下降，并且 MRC 与 MMSE 加权几乎具有相同的性能。另一方面，宽带系统本身对 ISII 不如它们的窄带部分敏感。因此，带宽的最佳选择取决于数据传输速率、延迟时间和环境。

传统的抗多径方法是在时域中进行单载波传输，这不合适 UWB 传输，必须考虑到其中的转换速率为几十兆符号每秒，码间干扰多于 30 符号每秒。另一种方法是频域检测，这是针对在频率选择性环境中的室内下行通信提出的（见参考文献［MoBi04］）。所提出的检测器取决于在发射机端引入的循环前缀和在接收端使用频域检测器。它可以有效应对正交损失和自干扰（Slef-Interference，SI）和多址干扰（Multiple Access Interference，MAI）的上升。对基于迫零（Zero Forcing，ZF）或 MMSE 准则的两种不同的检测方法进行了研究，并与传统 Rake 接收机进行比较。4 用户情况下的结果如图 3.4 所

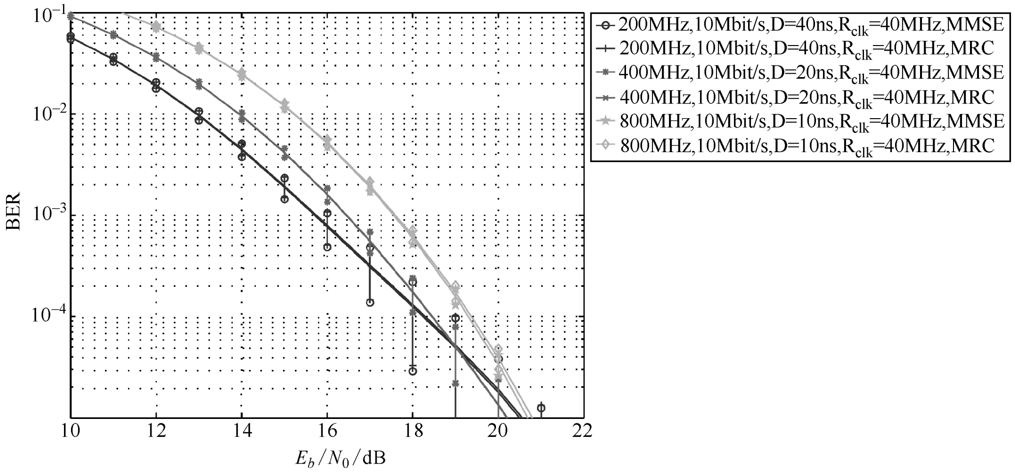


图 3.3　小尺度衰落下室内环境中 6 个 10Mbit/s 的 TR 系统的平均误码率

示。Rake 接收机无法消除 MAI 的影响，它会随着长的多径扩展而增加，性能会大大受损。同时，误码率下限在中低 E_b/N_0 值时也是显著的。相反，这两种方法都能够恢复用户之间的正交性，因为它们能完全弥补信道的影响。ZF 的性能由于噪声的增强而受限制，而 MMSE 允许很大的性能增益。在没有多径效应的 AWGN 信道中，单用户 UWB 脉冲响应（Impulse Response，IR）系统的相关接收机的性能已有相关文献来比较性能。

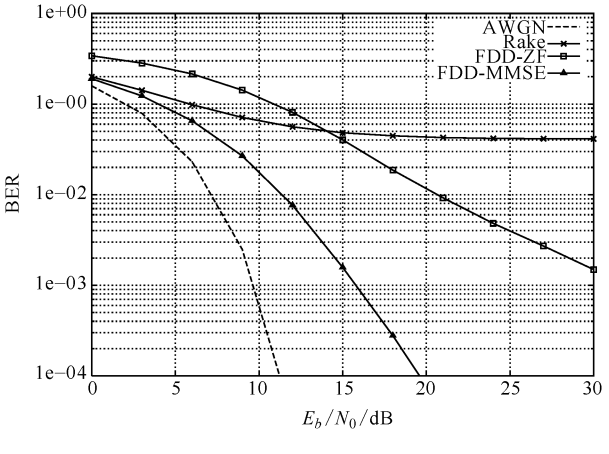


图 3.4　4 用户下的频域 UWB 检测器性能比较

3.2.3　系统性能评估

在物理层、网络层方面，以及更高的层效率从根本上推动了系统的频谱效率。其评估需要在网络层及以上系统中进行分析。相对于链路层，在理论分析取得很好的结果。

往往没有数学模型，可以找到来进行系统的分析，因此，对性能评估的首选方法是计算机仿真。

然而，从物理层到网络层的整个通信系统详细仿真将需要大量的计算时间。因此有必要通过使用简陋但是仍然逼真的子系统模型来降低仿真的复杂度。在 COST 273 中已经讲述了两种方法：

1）通过双指数函数来逼近误码率曲线（见参考文献［FeRa02］）。

2）通过联合限制的网格编码模型的 BER 曲线模型。

一个常见的物理层系统的评价模型是使用误码率曲线，该曲线通过链路层的研究或理论分析或计算机仿真已经得出来。第一点的想法是基于曲线拟合方法。曲线拟合要求使用大量的可调参数的一般近似函数是预先知道的。最小二乘法，是用来确定参数的，使得近似函数和样本点之间的二次方距离变得最小。

近似计算的两个函数已经给出：

$$g_1(\gamma) = [1 - e^{\alpha e^{b}(\gamma - \delta)}]^d * (\alpha - \varepsilon) + \varepsilon \tag{3.4}$$

$$g_2(\gamma) = [1 - e^{\alpha e^{b}(\gamma - \delta) + s}]^d * (\alpha - \varepsilon') + \varepsilon' \tag{3.5}$$

其中 $\boldsymbol{k} = (a, b, d, s)^{\mathrm{T}}$，它是由曲线拟合方法得到的参数向量。$\alpha$、$\varepsilon'$、$\delta$ 是恒定不变的，由逼近函数的定性过程给出。大多数误码率曲线可以很容易地由首先给出的函数 g_1 给出。有锐利的边缘的一些曲线需要用到 g_2，其中由 g_2 的参数推导比 g_1 的更加复杂，所以，尽可能地使用函数 g_1。

该方法已应用于文献［ETSI01］，参考文献［KMST00］为 HIPERLAN/2 的误码率曲线，使用更简单的函数 g_1，如图 3.5 所示（符号是从文献模拟结果显示，曲线是 g_1 拟合结果）。请参考参考文献［FeRa02］中来自文献的其他更加复杂的例子，在这些文献中由 g_2 估计出显著的误差下限。

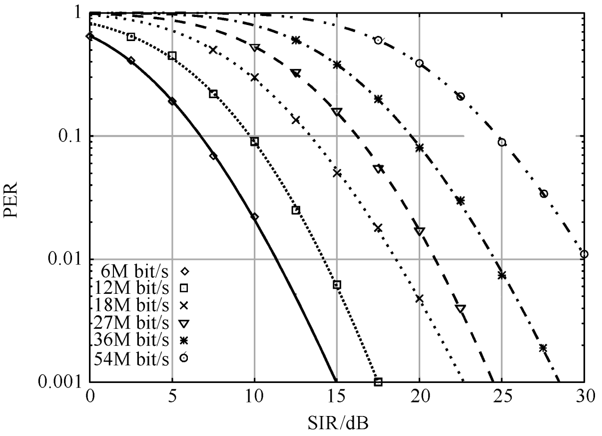


图 3.5　参考文献［KMST00］中的 PER 样本和参考文献［FeRa02］中 HIPERLAN/2 的符合曲线

上面的第二点是在 COST 273 中讨论的另外一个有趣的领域。在加性白高斯噪声信道中，它实现对编码调制方案的精确的联合界的估计，这就需要考虑所有成对的编码和解码序列在通信信道传输中的错误事件。联合界限方法，只考虑到最小欧氏距离，不能给我们满意的结果，因此，用距离谱来代替它，距离谱描述所有的错误事件和其发生的概率。

虽然主题利用最优序列估计很好地分析了网格编码和非线性调制方案，但是缺乏对使用不同的网格修剪技术的系统的研究。在参考文献［VcSy04］中分析研究了联合上界的状态空间的划分网格检测器的误码性能和通道性能参数的约束。状态空间分割的主要思想是要形成一组正规状态，变成一个超级状态。在超级状态中只有一个幸存者保存在 Viterbi 算法中。接收机的复杂度因追踪分支数目减少而降低。对性能损失的主要贡献，是由于状态分解的错误事件截断。两个状态合并时就会产生错误。该方法是基于产品的距离矩阵，这个矩阵是基于网格解码器中执行的修改，并给出了一个随机错误性能分析的状态分解的检测器的分析工具。该方法推广到有随机相位误差的非理想的相干检测。对最佳的和减少的状态空间图，仿真结果对所有的观测信噪比范围符合随机性。

3.2.4 实现问题

对频谱效率的需求，要求使用未来通信系统中的多级恒定包络调制模式取代稳健的一级模式。更高级别的调制方案增加了数据检测的复杂度及其对通信系统中应用非线性元器件导致的失真的敏感度。系统性能下降的原因，在于非理想的系统组件是一个两阶段的过程：第一阶段包括了非理想组件模型，而在第二阶段中，组件对系统性能的影响进行了研究。在 COST 273，主要的焦点是考虑到高功率放大器建模及其对系统性能的影响。在 MIMO 通信系统中，对非线性调制方案的多层次 CPM 信号的最佳接收是很复杂的。由于这个原因，参考文献［JaKa02a］和［Syko05］中提出了一个简化的接收机。IEEE 802.11 的实现在参考文献［CVAV04］中描述。

1. 高功率放大器建模及其对系统性能的影响

两种方法存在于建模射频（Radio Frequency，RF）设备中：第一个是基于电气等效的方案，第二个是行为建模。通常，电气等效模型适用于射频设备中小信号 S 参数的测量，如二极管、晶体管等，以获得大信号模型，这将导致复杂的设计中的误差传播。另一种方法是使用大信号分量测量建立大信号模型。由于这种方法新颖，它的使用仍然对复杂的设计相当受限制。此外，行为模式并不是直接关系到物理设备，但它们的特点是根据组件对激励的反应确定的。单音激励是应用于早期的行为建模方法。然而，在数字通信中，单音激励不提供有用的结果，因此，多音激励被应用（见参考文献［ScRe03］）。

行为模式代表状态方程，它描述了各输入、输出和设备状态变量的依赖关系。该模型包括用虚假近邻方法和通过人工神经网络逼近的状态函数来确定状态值。多音激励的稳态时域响应将产生大量的数据。出于这个原因，减少数据量在参考文献［ScRe03］中提出。数据还原过程由中频（Intermediate Frequency，IF）和在每个中频采样点组成，在射频周期间内进行数据采样。RF 的样本为建立模型形成数据集。即使是采用过采样，

程序也将急剧地减少数据处理过程中的数据点数目。

人工神经网络方法应用于近似状态函数。人工神经网络认为是一个有8个神经元的隐藏层，是使用反向传播算法。场外的现成RF放大器是用来验证该建模过程的有效性。5个激发音调结果绘制在图3.6。这5个基本音调和4个输出互调产品很好地被预测，而在较低的互调产物中行为（黑色箭头）和使用制造商的模型参考模拟结果（灰色箭头）之间出现了小的分歧。一个较高的中频采样率将进一步提高该模型的可靠性。

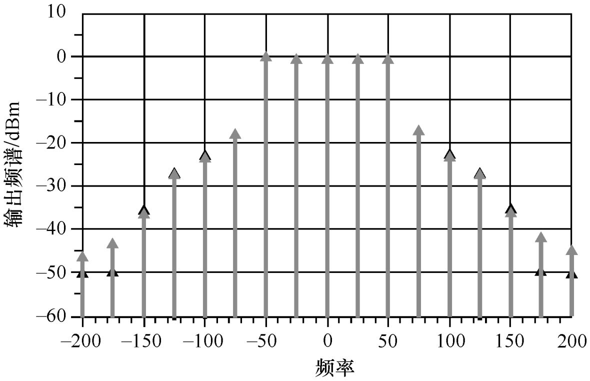


图3.6 行为模型结果和制造商模型参考模拟结果比较

在通信系统中，基于多音激励的高功率放大器（High Power Amplifier，HPA）对非线性HPA的频谱分析是恰当的。但是，这个方法太复杂而不能应用在系统模拟中，其中HPA块只是复杂的通信系统中一个小的部分。基于这个原因，对于Ka频带，一个简单的幅度调制（Amplitude Modulation，AM）/AM和AM/相位调制（Phase Modulation，PM）模型的固定状态的功率放大器（Solid State Power Amplifier，SSPA）起源于参考文献［WhBJ03］。AM/AM模型是基于指数模型 $1-e^r$（见参考文献［Honk96］）和增加的纠正因子：

$$A(r)=a(1-e^{-br})+ae^{-dr^2} \tag{3.6}$$

其中，r 为输入信号星座；参数 a，b，c 和 d 是通过最小二次方曲线吻合的方法得到的，参数 a 决定了饱和水平，b 表示线性范围内HPA的最大值，c 和 d 是把AM/AM曲线修正到饱和水平。AM/PM的特征可以通过一个指数模型来模拟：

$$\Phi(r)=\begin{cases} f(1-e^{-g(r-h)}), & \Phi(r)\geqslant 0 \\ 0, & \Phi(r)<0 \end{cases} \tag{3.7}$$

式中，f 是放大率；g 是曲线的陡度；h 是曲线相对于 r 坐标的移位。

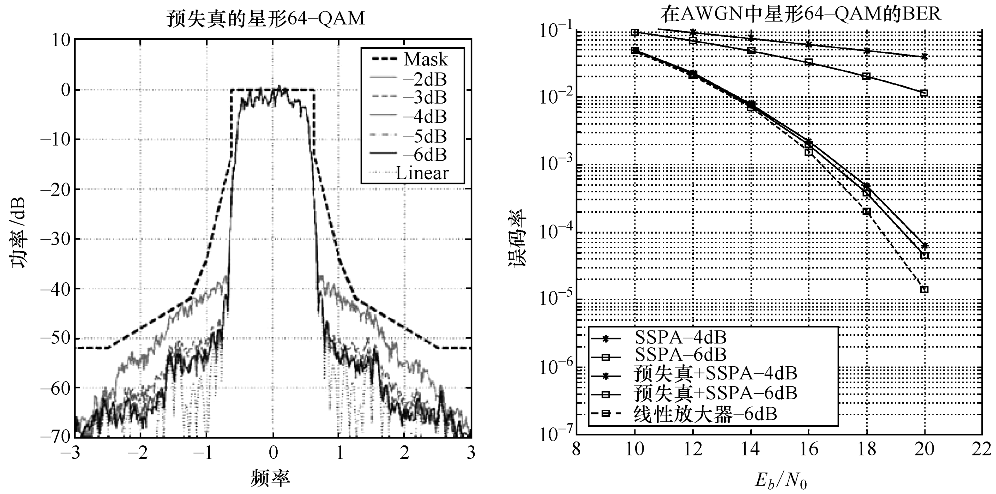
在邻近的频率谱中功率谱的扩展和在AWGN信道中BER的增加的条件下方形的 M-QAM调制，差分xPSK（DxPSK）和 N-最小频移键控（Minimum Shift Keying，MSK）的调制效应对HPA非线性的敏感性进行了研究（见参考文献［JaKa02b］）。峰均功率比和频谱再生之间的联系，适合于 M-QAM信号。过滤后，16-QAM，64-QAM和256-QAM信号在SSPA模型中表现出类似的频谱再生。在工作点接近饱和点的时候具有高的

M 值 M-QAM 信号比具有低 M 值 M-QAM 的误码率性能退化得更快。

DxPSK 信号对 SSPA 模型的非线性失真更加不敏感。扩展到邻近信道的频谱能够被观察到，但不同的相位检测器在 SSPA 上相对于线性放大器，BER 性能没有退化。与 M-QAM 和 DxPSK 信号相比，SSPA 的非线性对 2-MSK 的频谱扩展更小，而非线性对误码率性能影响，DxPSK 比 2-MSK 信号的要小。

预失真可用于减少方形的 M-QAM，DxPSK 和 2-MSK 信号的频谱再生。仿真结果表明，256-QAM 的信号的频谱扩展显著减少，工作点在-3dB 左右到 1dB 时 SSPA 的压缩点是可以得到的。D8PSK 信号的预失真被证明在高的工作点（压缩点从 0dB 左右到 1dB）时产生低的频谱再生。

在一系列的 M-QAM 信号中，即星形、圆形、六角形 QAM 星座集，利用 SSPA 模型估计频谱再生和误码率性能。它表明，当利用预失真 SSPA 时，星形 16-QAM 的星座，在本质上比方形的 16-QAM 调制更省功率效率，在增高运行工作点时降低更缓慢。最后，对预失真的 SSPA 方形和星形 16-QAM 的办法提供了类似的功率效率。预扭曲的 SSPA 从 1dB 的压缩点，输入备份 3dB 的方形 16-QAM 和 2dB 的星形 16-QAM 足以提供了低频谱再生和良好的误码率性能。另外的星形和六角形 64-QAM 调制方案与传统的方形 64-QAM 信号相比，随着工作点提高，性能下降更缓慢。使用 64-QAM 的星座，对预失真的SSPA，要想获得可接受的频谱和 BER 结果，输入备份过的 4dB 是必要的。无论是圆形或六角形星座都比方形图案的功率效率略高。在 BER = 10^{-6}时，圆形的功率余量是 0.75dB，而六角形 64-QAM 星座的功率余量是 1.25dB。实施预失真的 64-QAM 的星座的误码率和频谱再生如图 3.7 所示。



a) 频谱再生　　b) 误码率

图 3.7　预失真的 64-QAM 的频谱扩展 BER

2. CPM 信号的简化接收机

一般来说，多层调制方案由于对非线性放大器所造成的失真具有敏感性，不适用于

移动电话和卫星通信系统。2MSK 调制对非线性失真相当不敏感，最大似然检测是对受到加性白高斯噪声影响的信号的最佳检测，但它是相当复杂的，基于这个原因而不适合实施。在参考文献［JaKa02a］中，基于较大的 MSK 信号再生的差分 2MSK 接收机被提出了。接收机的框图如图 3.8 所示。

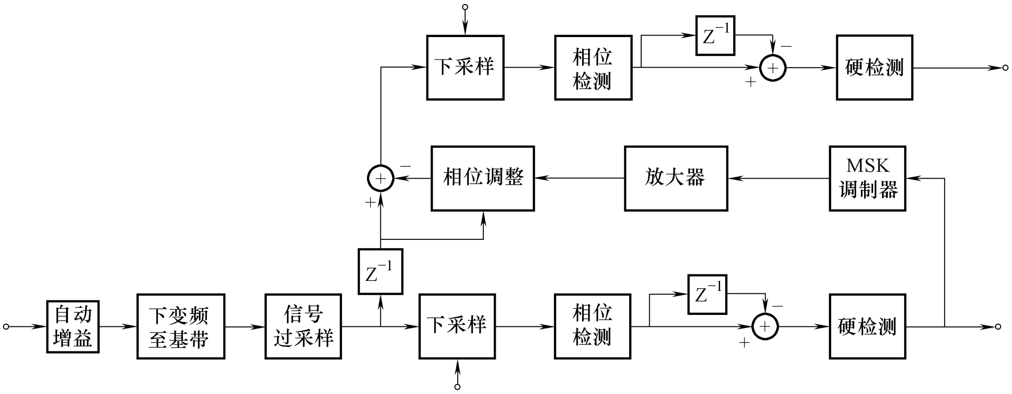


图 3.8　2MSK 接收机的框图

2MSK 差分接收机是基于 2MSK 信号的以下两个属性：

1）2MSK 信号是由两个具有不同幅度的 MSK 信号的叠加得到的。

2）接收信号和具有一个符号延时的 2MSK 信号之间的相移仅取决于具有较大振幅的 MSK 信号传输的数据序列。

根据上面描述的2MSK 信号的性质，振幅较大的 MSK 信号传送的数据由2MSK 信号的相位差分检测得到。所获得的数据是 MSK 的重调制器的输入，其输出从接收到的 2MSK 信号中减去。获得的 MSK 信号经过差分检测得到，它仅取决于具有较小幅度的 MSK 信号传输的数据。

提出的接收机比最大似然序列最优估计简单，它只有 1dB 的低功率效率。当采样距离采用的 1/32 的符号间隔时，接收机显示几乎没有系统性能下降。为了满足 1/16 的符号间隔采样误差要求，额外的 2.5dB 的信号功率是需要的。当与采样最佳距离相差较大时，系统性能将严重下降。当重新调制的 MSK 信号的相位偏移小于 1/16 弧度时，没有观察到严重性能下降，而更高的相移大大降低了整个系统的性能。

在参考文献［Syko05］中提出了一种新型的非线性预处理方法，它用于 MIMO 系统中 ST 编码的 CPM 信号的接收。在 MIMO 平坦块衰落信道中，预处理算法对每一根天线降低了一维。这个过程是建立在接收信号的有用的信息可以通过多种波形空间描述的事实。在参考文献［Syko05］中表明，接收的有用信号和 CPM 信号相位和的一维欧氏空间之间存在一个同构——这是一种获取带有加性白高斯噪声的接收信号的近似同构的一种几何方法。

3. 通信系统的 FPGA 实现

在 COST 273 中有一个通信系统实现的例子。FPGA 设计及在中频无线局域网的基于 OFDM 收发机的实现在参考文献［CVAV04］中被描述。该设计可以应用于 HIPER-

LAN/2 或电气与电子工程师学会（Institute of Electrical & Electronic Engineer，IEEE）的 IEEE 802. 11. a，g。接收机结构如图 3. 9 所示。该收发机包括 3 个主要部分：自相关器、坐标旋转数字计算机（COrdinate Rotation Digital Computer，CORDIC）和 FFT 处理器。每个块都是用在不同的时间间隔进行必要的操作。在 A 节中，广播帧检测时自相关器是活跃的，在 B 节中，是时间同步和粗载波频偏估计。粗载波频率偏移评估由 CORDIC 补偿，而在序言部分 C 节中，细频偏及其补偿是 CORDIC 的任务。在频域使用 FFT/IFFT 块时，序言 C 的任务是用于信道估计。而 CORDIC 计算了在信道估计阶段要求的必要划分。

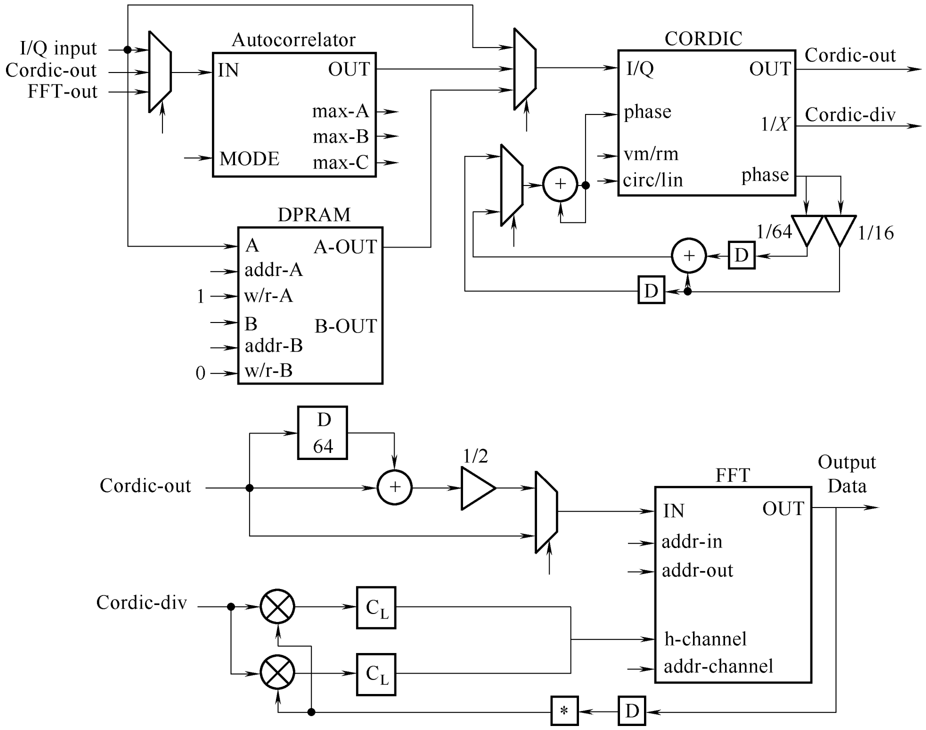


图 3. 9　FPGA 的接收机实现

整个的 IF 收发机是在一个 Spartan-3 Xilinx FPGA 上实现的。每个子系统所需的资源列于表 3. 1 中。整体的 IF 收发机实施需要 1809 个分割区，4 块 RAM（BRAM）和 15 个嵌入式乘法器。自相关器的操作频率和循环模式的 CORDIC 是 20MHz，而当 CORDIC 在线性模式单独执行时，所需的频率为 40MHz。FFT 和发射机混频器在 120MHz 运行，而 60MHz 对接收机混频器就足够了。一个 XC3S400-4 Spartan-3 有 4775 个分割区，16 个 BRAM 和 16 个嵌入式乘法器设备，这对整个收发机的执行是充分的。

表 3.1　硬件资源

	分割区	块存储器	多元
升频器	273	0	0
下变频器	140	0	0
映射	20	0	0
解映射	62	0	0
FFT/IFFT 和信道补偿	340	3	3
自相关器	431	0	9
坐标旋转数字计算机	363	0	2
信道估计	85	0	0
控制器	95	1	0

3.3　均衡

3.3.1　引言

均衡是一个有悠久历史的研究课题。众所周知，在那些对 ISI 补偿的技术中，最大似然序列估计（MLSE）采用 Viterbi 算法可以达到最佳的性能。维特比均衡器的起源是在福尼的 1972 年里程碑式的论文里发现的，关于时变 ISI 信道的应用研究如频率选择性多径衰落信道及自适应信道估计，可以追溯到 Ungerboeck 在 1974 年发表的文章。此后，很多的技术和算法已经被提出和分析。“均衡”的想法已经扩展到各个方面：“均衡”的同信道干扰称为干扰消除，而同时检测其他用户信号的技术，被称为“多用户检测”。

然而，宽带通信的需求逐渐增加，为此，ISI 干扰抵消是必须的，最大似然序列估计技术由于其过高的复杂度，最终到达了停滞。至于 Viterbi 算法所需要的网格图的大小，信道记忆长度以及同步的用户数量呈指数增加，这就限制了它的实用性。

为了解决这个复杂度的问题，对各种次优技术进行了研究，主要可分为线性和非线性技术：线性类包括迫零法和 MMSE 均衡技术，而非线性类包括判决反馈均衡器（Decision Feedback Equaliser，DFE）技术。介于 MLSE 以及线性和/或非线性均衡之间的一些混合性的方法，比如延迟判决反馈序列估计以及 MLSE 的通道滤波技术缩短，也同样被提出来解决复杂度的问题。

但是这些次优的技术显然不能达到最佳的性能，并且复杂度和性能始终是一个需要权衡的问题。这至少在 20 世纪 80 年代后期被注意到，此后的主要研究活动已经转向不需要明确地使用均衡器却可以得到良好性能的技术基础的创造；对扩频和正交信号技术在第三代移动通信系统和无线局域网方面的应用分别进行了深入的研究。这种趋势一直持续到了 Turbo 信号检测这一概念的出现。

“Turbo”码的发现促使在编码技术以及与其相关的信号处理技术和算法的重大变化。基于“Turbo”概念的均衡技术在一般情况下称为“Turbo”均衡。“Turbo”均衡器的最新版本可以渐渐地实现最佳 MLSE 的性能而无需过高的计算复杂度。“Turbo”的概念可用于各种应用，其中最具吸引力最有趣的一个是 MIMO 系统的信号检测。

由于以上所描述的“Turbo”概念的出现以来经历的技术演进，TD 描述接收端均衡算法可分为两大类，迭代和非迭代算法。

另一个重要的技术预均衡，也算是“均衡”技术。术语“预均衡”可以从各种方面来理解，而一些临时文件主要地用在了 MIMO“预编码”技术上面。“预编码”包括很多技术方面如自适应装载和调度，特别对于多用户 MIMO 情况，这些大多都超出了“均衡”的范围。因此，本节只着重于“传输前的信号预处理技术”和它们对性能的影响。

现在，基于对上面描述的 TD 的全面考虑，本节主要有 3 个小节，分别为单用户和多用户 MIMO 的情况下迭代均衡、非迭代均衡和预均衡。在进入本节均衡的主题前，我们简要地回顾 MIMO 传输系统的建模假设。一些 TD 涉及模型假设能够给我们提供新的方向和见解，利用这些新的模型，不同的均衡观念已经出现或可能在未来出现。

3.3.2 传输模型

对于一个有（$K+K_I$）个用户的上行 MIMO 无线系统，我们采用一个离散时间的复基带模型，其中 K 和 K_I 分别表示所需的用户和干扰用户数量，如图 3.10 所示。

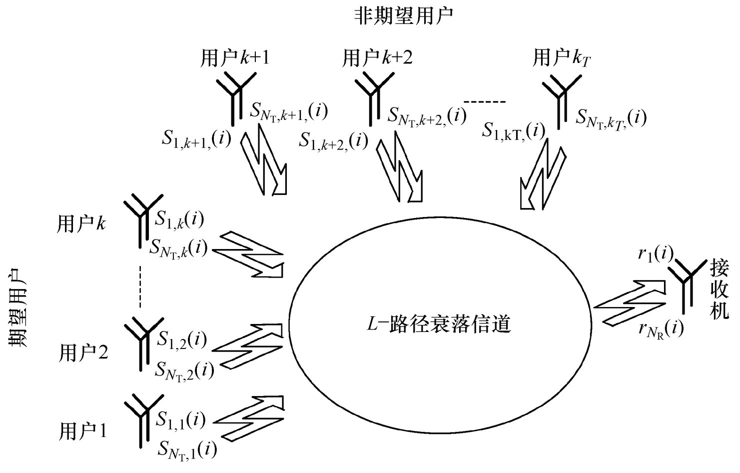


图 3.10　一般的 MIMO 上行链路传输模型

术语“期望用户”指的是用户的信号需要被检测，所有其他用户将被视为干扰用户考虑。该系统中的用户总数由 $K_T=K+K_I$ 表示。为不失一般性，我们假定每个用户将有 N_T 根发射天线，并且这些 K_TN_T 个信号是在一个 L-径瑞利准静态衰落信道中传输，而

且在接收端由数量为 N_R 的天线接收。我们还假定接收到的信号是符号率为 $1/T$ 的采样。具体来说，传输符号从第 n 个天线对应于在离散时间 i 的第 k 个用户，$1 \leqslant n \leqslant N$，可用符号 $s_{n,k}(i)$ 表示，其中 N 表示帧的长度。一般来说，这些符号可采用 BPSK 方式调制，也可以使用更高阶的调制方式。此外，这些符号可以代表未编码信息数据，也可以是一个信道编码器或预均衡的产出。这在接下来的讨论中将会看到。我们将由第 n 根天线传输的 L 个符号序列所对应的第 k 个用户表示为 $s_{n,k}(i) = [s_{n,k}(i) \ \cdots s_{n,k}(i-L+1)]^{\mathrm{T}}$。

第（n，m）天线对的信道冲激响应由 $\boldsymbol{H}_{n,m} = [h_{n,m}(0), \cdots, h_{n,m}(L-1)]$ 给出，这些冲激响应经过了 L 个符号周期，其中 $n = 1, \cdots, K_{\mathrm{T}}N_{\mathrm{T}}$；$m = 1, \cdots, N_{\mathrm{R}}$。由于我们只考虑准静态衰落，在一段 N 符号上信道将是恒定的，它的变化也是独立的。这些脉冲响应捕捉不同的发射和接收天线对的由多径传播造成的 ISI 的影响。

在 i 时刻的接收信号可以由一个 $N_{\mathrm{R}} \times 1$ 向量给出

$$\begin{bmatrix} r_1(i) \\ \vdots \\ r_{N_{\mathrm{R}}}(i) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{H}_{1,1} & \cdots & \boldsymbol{H}_{1,K_{\mathrm{T}}N_{\mathrm{T}}} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \boldsymbol{H}_{N\mathrm{R},1} & \cdots & \boldsymbol{H}_{N_{\mathrm{R}},K_{\mathrm{T}}N_{\mathrm{T}}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{s}_{1,1}(i) \\ \vdots \\ \boldsymbol{s}_{K_{\mathrm{T}},N_{\mathrm{T}}}(i) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(i) \\ \vdots \\ n_{N_{\mathrm{R}}}(i) \end{bmatrix} \tag{3.8}$$

$$\boldsymbol{r}(i) = \boldsymbol{H}\boldsymbol{s}(i) + \boldsymbol{n}$$

$$i = 1, \cdots N$$

其中 $\boldsymbol{n}$ 是一个均值为零、实部和虚部相互独立且方差同为 $N_0/2$ 的复高斯随机变量矩阵。虽然式（3.8）一直以上行链路建模，它也可以被推广用于下行传输。在这种情况下，信道中由同一根天线传播的所有用户信号将是相同的。

我们可以通过修改式（3.8）区分出 K 个期望信号的贡献和 K_I 个干扰信号和噪声，如下：

$$\boldsymbol{r}(i) = \boldsymbol{H}_D\boldsymbol{s}_D(i) + \boldsymbol{H}_I\boldsymbol{s}_I(i) + \boldsymbol{n} \quad i = 1, \cdots, N \tag{3.9}$$

其中 $\boldsymbol{H}_D$ 现在是 $N_{\mathrm{R}} \times KLN_{\mathrm{T}}$ 矩阵，代表所需信号的信道脉冲响应，而 $\boldsymbol{H}_I$ 是一个 $N_{\mathrm{R}} \times K_I LN_{\mathrm{T}}$ 干扰用户的信道冲激响应矩阵。因此，在式（3.9）的第一项表示期望信号，第二和第三项分别表示干扰和噪声。根据式（3.9），可以很容易地设计出高效率的能够抑制干扰的接收机技术。例如，信号干扰和噪声的影响可以通过相关矩阵模型（见参考文献 [PNTL02]，[PSTL03a]）模拟出来。然后根据这个相关性矩阵，预白化滤波器可以用在接收端，这样的话，信号与干扰加噪声比（Signal-to-Interference-plus-Noise-Ratio，SINR）是最大化的（见参考文献 [PNTL02]，[PSTL03a]）。

传统上假设与 K 时刻某个特定用户相关联的发射天线发出的信号同时被各个接收天线接收到，据此对 MIMO 系统建模。然而，在实践中，这些信号将有不同的传播延迟，因此它们将在不同时刻到达接收天线。这些相互不相等的时间延迟会导致所谓的空间分支干扰（见参考文献 [Syko03]，[WiJo03]），它与 ISI 类似。因此，为了减轻分支干扰效应，在参考文献 [Syko03] 中提出了一个线性 MMSE 时空均衡器。另外，最大似然序列检测或同等次优解决方案可用于减轻干扰（见参考文献 [WiJo03]）。

3.3.3 预均衡

预均衡的基本思想是设计这样的方式传输信号，接收到的数据符号干扰是先验可避免的。在以下论述中，假定一个接收机包含一个紧随数字转换器的线性滤波器。无论是

过滤脉冲响应还是量化的方案都被认为是在发射端是先验已知的。此外，假定完善的信道知识在发射端可用。

在过去，研究集中在用于预均衡的线性信号处理算法与传统的单连通量化方案相结合。3 个最重要的线性信号预均衡处理算法是：

1）发送匹配滤波。

2）发送迫零（见参考文献［KoMa00］，［MBWL00］）

3）部分发送迫零。

直到最近，非线性预均衡算法才引起了注意，这种算法是利用了调制字母表的离散性质。起初的研究主要集中在接收端非线性单边传输信号与传统的单连通均衡方案的结合（见参考文献［WeMe03］，［IHRF03］）。不过，只采用非直线单边传输信号，不能解决干扰补偿对传输能量的大量需求。只有采用非常规多连通量化方案才能够避免这个问题。新颖的传输非线性迫零（见参考文献［WeMZ04］）利用多连通量化的方案来减少传输的能量。类似的传输方案发表在（见参考文献［Toml71］，［HaMi72］，［Fisc02］）。

接下来，考虑的每个 MT 接收一个单符号数据的场景，即预均衡被用来减少多址干扰。由 MT 传输的数据符号 k 用$\underline{d}^{(k)}$表示。为简单起见，对于下面的论述假设这些数据符号采用 QPSK 调制：

$$\underline{d}^{(k)} \in \{\pm 1 \pm j\} \quad k = 1, \cdots, K \tag{3.10}$$

所有不同 MT 的 K 个数据符号采用数据向量编码

$$\underline{\boldsymbol{d}} = (\underline{d}^{(1)} \cdots \underline{d}^{(K)})^{\mathrm{T}} \tag{3.11}$$

在发射端传输信号由传输向量来描述

$$\underline{\boldsymbol{s}} = (\underline{s}^{(1)} \cdots \underline{s}^{(K_s)})\mathrm{T} \tag{3.12}$$

如果采用多根传输天线，传输向量包含在时间和空间领域的样本。使用信道矩阵描述线性信道以及噪声向量 $\boldsymbol{n}$：

$$\underline{\boldsymbol{e}} = \underline{\boldsymbol{H}}\,\underline{\boldsymbol{s}} + \underline{\boldsymbol{n}} \tag{3.13}$$

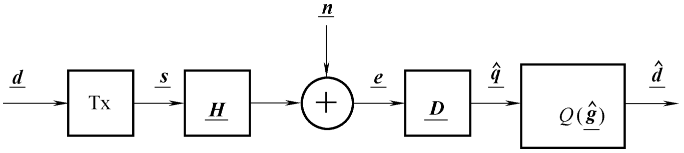


图 3.11　系统模型

为简单起见，假设在此后的噪声矢量$\underline{\boldsymbol{n}}$是不相关的，实部和虚部为方差为 σ^2 的高斯分布（见参考文献［Proa95］）。

在接收端，传输数据符号$\underline{d}^{(k)}$的离散估计值$\hat{\underline{d}}^{(k)}$通过两个步骤获得。首先连续估计值由$\hat{\underline{q}}^{(k)}$，$k = 1$，…，$K$ 组成的向量够成，它是作为具备解调矩阵 $\underline{\boldsymbol{D}}$ 的接收向量$\underline{\boldsymbol{e}}$而获得：

$$\hat{\underline{\boldsymbol{q}}} = (\hat{\underline{q}}^{(1)} \cdots \hat{\underline{q}}^{(k)}) \tag{3.14}$$

$$\hat{\underline{q}} = \underline{D} \cdot \underline{e} \tag{3.15}$$

在第二个阶段，离散估计值 $\tilde{\underline{d}}^{(k)}$ 通过连续值估计 $\tilde{\underline{q}}^{(k)}$，$k=1$，…，$K$ 的量化获得。

考虑到量化器，对于每个可能的数据符号值$\underline{d}_m$存在一般的多个代表$\underline{q}_{m,p(m)}$，$p(m)=1$，…，$P(m)$。代表$\underline{q}_{m,p(m)}$，$m=1$，…，M，$p^{(m)}=1$，…，$P^{(m)}$ 的 Voronoi 区域$\mathbb{Q}_{m,p(m)}$在下面的部分被称为局部判决区域。一般地，每个判决区域$\mathbb{Q}_m$，$m=1$，…，M，由多个部分判决区域$\mathbb{Q}_{m,p(m)}$组成：

$$\mathbb{Q}_m = \bigcup_{p^{(m)}=1}^{P(m)} \mathbb{Q}_{m,p(m)} \tag{3.16}$$

我们将量化模式常规化，其中

1）将判决区域$\mathbb{Q}_m$，$m=1$，…，M 为单连通的，即 $P^{(m)}=1$，$m=1$，…，M。

2）代表$\underline{q}_{m,1}$等于相应的数据符号值$\underline{d}_m$。

否则，我们命名量化模式为非常规的。如果连续值估计$\hat{\underline{q}}^{(k)}$，$k=1$，…，$K$ 落在判决区域$\mathbb{Q}_m$中，则量化器在输出端得到值：

$$\hat{\underline{d}}^{(k)} = \underline{d}_m \tag{3.17}$$

量化器的操作通过量化函数描述：

$$\underline{Q}(\hat{\underline{q}}^{(k)}) = \hat{\underline{d}}^{(k)} \in \mathbb{D} \tag{3.18}$$

图3.11 中符号$\underline{Q}(\hat{\underline{\boldsymbol{q}}})$ 表示式（3.18）的量化函数$\underline{Q}(\tilde{\underline{q}}^{(k)})$，被用在向量$\hat{\underline{\boldsymbol{q}}}$ K 个分量中的每个分量当中。对 QPSK 调制，非常规量化器的一个普通的例子是所谓的模数量化器。

在线性发射机的情况下，传输向量为

$$\underline{\boldsymbol{s}} = \underline{\boldsymbol{M}} \cdot \underline{\boldsymbol{d}} \tag{3.19}$$

即在线性数据传输的情况下，传输向量$\underline{\boldsymbol{s}}$是部分传输向量的叠加：

$$\underline{\boldsymbol{s}}^{(k)} = [\underline{\boldsymbol{M}}]_{K_A,K}^{1,k} \underline{d}^{(k)}, k=1,\cdots,K \tag{3.20}$$

每个包含关于特殊数据符号$\underline{d}^{(k)}$的信息。列向量 $[\underline{\boldsymbol{M}}]_{K_A,K}^{1,k}$是下面的数据符号$\underline{d}^{(k)}$的发射信号。

传输匹配滤波器的思想是如果忽略干扰，使传输特定数据符号$\underline{d}^{(k)}$时平均部分传输能量最小化，即对每个传输信号分开进行优化。根据这个原理，矩阵为

$$\underline{\boldsymbol{M}}_{\mathrm{MF}} = \underline{\boldsymbol{H}}^{*\mathrm{T}} \underline{\boldsymbol{D}}^{*\mathrm{T}} \cdot [\mathrm{diag}(\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}}\,\underline{\boldsymbol{H}}^{*\mathrm{T}} \underline{\boldsymbol{D}}^{*\mathrm{T}})]^{-1} \tag{3.21}$$

如果多元数据符号是平行传输的，式（3.20）中通过传输匹配滤波器得到的部分传输向量 $\underline{\boldsymbol{s}}^{(k)}$会对其他的数据符号造成严重的干扰。

传输迫零法可以完全消除干扰，即

$$\underline{\boldsymbol{D}} \cdot \underline{\boldsymbol{H}} \cdot \underline{\boldsymbol{M}}_{\mathrm{ZF}} = \boldsymbol{I} \tag{3.22}$$

选择$\underline{\boldsymbol{M}}_{\mathrm{ZF}}$的剩余自由度可以通过最小化所需的平均传输能量得到。基于这个原理，调制矩阵为

$$\underline{\boldsymbol{M}}_{\mathrm{MF}} = \underline{\boldsymbol{H}}^{*\mathrm{T}} \underline{\boldsymbol{D}}^{*\mathrm{T}} (\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}}\,\underline{\boldsymbol{H}}^{*\mathrm{T}} \underline{\boldsymbol{D}}^{*\mathrm{T}})^{-1} \tag{3.23}$$

与传输匹配滤波器相比，消除干扰付出的代价是平均传输能量的递增。

在传输部分迫零法中，确定数据符号的干扰的消除是因为需要传输的能量减少。为不失一般性，数据符号$\underline{d}^{(k)}$的部分传输向量$\underline{\boldsymbol{s}}^{(k)}$在下面有讨论。对数据符号$\underline{d}^{(k')}$（$k'=k-1$，…，$K$），的干扰应该消除，而紧随数据符号$\underline{d}^{(k')}$（$k'=k-1\cdots K$），的干扰是允许的。通过利用能量最小化的剩余自由度，可得到数据符号$\underline{d}^{(k)}$的传输信号。

$$[\underline{\boldsymbol{M}}_{\mathrm{PZF}}]_{K_\Lambda,k}^{1,k}=[\underline{\boldsymbol{H}}^{*\mathrm{T}}]([\underline{\boldsymbol{D}}]_{k,K}^{1,1}\underline{\boldsymbol{H}}\ \underline{\boldsymbol{H}}^{*\mathrm{T}}[\underline{\boldsymbol{D}}]_{k,K}^{1,1*\mathrm{T}})^{-1}]_{K_\Lambda,k}^{1,k}\tag{3.24}$$

计算矩阵$\underline{\boldsymbol{M}}_{\mathrm{PZF}}$的计算复杂度可以使用$\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}}$的 QR 分解来减小（见参考文献［PTVF92］，［HoJo85］）。

新方法的核心部分，发射端非线性迫零算法，包括一个对接收端做一个轻微修改的非常规的量化器。多亏了非常规量化器，就没有必要完全消除干扰来使干扰变成无害的。设计传输器的目标，是以连续值估计$\hat{\underline{q}}^{(k)}$（$k=1$，…，$K$）要尽可能与一个具有代表性的传输的数据符号的值，即存在着额外的自由度来选择其中一个典型值。更好地，代表值通过传输能量最小化的方法来选择（见参考文献［PeHS03］）。一般地，这个最优化是很复杂的。为了选择代表值以提升整体性能的一个低复杂度的次优化算法将在下面提出。

数据符号$\underline{d}^{(k)}$（$k=1$，…，K）的部分传输向量$\underline{\boldsymbol{s}}^{(k)}$在传输非线性迫零法中从第一个数据符号$\underline{d}^{(1)}$的部分传输向量$\underline{\boldsymbol{s}}^{(1)}$开始相继被设计出来。这没有约束，因为 MT 可以被编号为任何需要的顺序。一个特定数据符号$\frac{1}{2}\|\underline{\Delta}\|^2$的部分传输向量$\underline{\boldsymbol{s}}^{(k')}$的设计，取值$\underline{d}_m$，在下面有详尽的描述。首先，由前面的数据符号$\underline{d}^{(k')}$（$k'=1\cdots k-1$）的部分传输向量$\underline{\boldsymbol{s}}^{(k')}$产生的干扰$\underline{i}^{(k)}$为：

$$\underline{i}^{(k)}=[\underline{\boldsymbol{D}}\,\underline{\boldsymbol{H}}\sum_{k'=1}^{k-1}\underline{\boldsymbol{s}}^{(k')}]_k\tag{3.25}$$

如果使用一个非常规的量化器，只需要传输一个伴随着干扰向量$\underline{\boldsymbol{s}}^{(k)}$，从而得到与代表值$\underline{q}_{m,p(m)}$（$p(m)=1$，…，$P(m)$）其中之一相等的连续估计值$\hat{\underline{q}}^{(k)}$。我们引入差分信号

$$\underline{\Delta}^k=\underline{q}_{m,p^{(m)}}-\underline{i}^{(k)}\tag{3.26}$$

最好是选择差分信号能量$\frac{1}{2}\|\underline{\Delta}\|^2$最小的代表值$\underline{q}_{m,p(m)}$。最终，按照传输部分迫零法的思想，部分传输向量$\underline{\boldsymbol{s}}^{(k)}$是依据对先前的数据符号$\underline{d}^{(k')}$（$k'=1\cdots k-1$）不引入新的干扰的原则设计的。与传输迫零法相反，对子序列数据符号$\underline{d}^{(k')}$（$k'=k-1$，…，K）的干扰是允许的。

$$\underline{\boldsymbol{s}}^{(k)}=[\underline{\boldsymbol{M}}_{\mathrm{PZF}}]_{K_\Lambda,k}^{1,k}\cdot\underline{\Delta}^{(k)}\tag{3.27}$$

如果 MT 是按照信道增益的升序排列的，传输非线性迫零法特别地有用。具有低信道增益的 MT 的部分传输向量$\underline{\boldsymbol{s}}^{(k)}$首先被设计。这样，与传输迫零法相比，具有低信道增益的 MT 的平均部分传输能量尤其减少了。因为具有低增益的 MT 的平均部分传输能量对平均传输能量有重大的影响，所以平均传输能量也减少了。

3.3.4　SISO 均衡

1. 非迭代均衡器

在这一小节中，基于延迟判决反馈序列检测器，次优化降低了序列探测器的复杂度，用于接收在频率选择性信道上发射的信号，最佳 MLSE 的计算复杂度可以通过星座的大小和信道的记忆序列得到，在高记忆序列的信道中，网格的规格变得非常大。因此，人们对通过采用一种次优化技术减少计算复杂度相当感兴趣。所考虑的技术通过 Viterbi 算法简化网格的状态。在原来的算法中，接收机包括预滤波器和一个简化状态的 Viterbi 算法。该预滤波器的目的是与一个增白匹配滤波器一起处理接收信号。同样，减少状态的 Viterbi 算法进行序列估计。由于 Viterbi 算法中的记忆截断造成的性能损失通过每一个幸存者处理过程可能会减轻。每个幸存者的度量标准是通过使用带有减少抽头数量的判决反馈均衡器来计算的。这个原始算法的问题是，没有一个前馈滤波器存在的保证。然而，通过引进均方白化匹配滤波器作为前置滤波器，这个问题就可以解决。

具有均方白化匹配滤波器的原有算法的性能可以通过在 Viterbi 阶段采用广义 Viterbi 算法来提高。该算法的增强版作为均方广义延迟判决反馈序列检测器，其中有几个幸存者被允许留在每个状态作为候选。其结果是，有几个转变偏离或融入每个状态。在每个格子状态中，合并到每个状态的幸存者按照升序排序，以及相关的预定义编号数中具有较低的度量标准的编号的序列被选为幸存者。

大量的结果表明，在考虑频率选择性信道时，均方白化匹配滤波器性能优于原算法。此外，运用广义的 Viterbi 算法的大量结果表明，通过选择合适的截断和幸存者的个数，允许在复杂度和性能之间有进一步自由度。

2. 迭代均衡

一个通用的用来解决复杂度问题的方法是试图通过迭代方式来得到最优解。基于迭代法的有用性，与直接得出最优解相比，多次应用迭代能够得到更低的计算复杂度。在多频率选择性信道中的检测纠错编码数据的情况下，最优解直接计算的复杂程度以指数的形式取决于联合信道记忆和纠错编码。在迭代“Turbo”的方法中，信道补偿器作用于信道存储器，信道编码作用于误差纠正代码存储器。这两个传输数据反复的交换概率信息，可以迭代提高接收数据的估计。

而通过使用“Turbo”原理很大程度上减少了最优检测器的复杂度，由此产生的信道均衡器和解码器的复杂度可能对于现实应用来说仍然是很高的。例如，基于格子的信道均衡器（MAP 等）使用全信道容量的复杂度以指数形式取决于信道记忆的顺序。另一方面，在合理译码复杂度下构造高性能的信道编码，许多结果是可以得到的。因此，许多次优的“Turbo”均衡器被设计出来以尽量减少均衡器的复杂度。这里所讲的大部分的工作都是致力于降低复杂度的方法。

Turbo 均衡最初的工作采用了软输出 Viterbi 算法来达到信道均衡。这项工作在参考文献［MRST03］中认为，可以利用 MMSE-DFT 来代替白噪声滤波器作为均衡器的预滤波器。由于对均衡器使用双向软输入软输出算法，均衡滤波器必须考虑到时间逆转。该

框图如图 3. 12 所示。

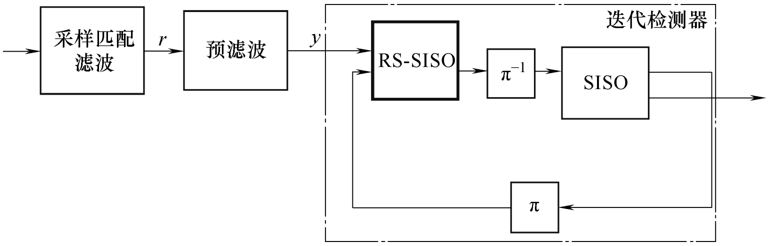


图 3. 12　前向反馈结构

另一种是次优的 Turbo 均衡方法是利用 MMSE 滤波器，结合了软干扰消除的结构。参考文献［Dejo02］提出了一种针对单输入单输出信道统一的 MMSE Turbo 均衡。该算法计算传播符号 $\vec{\tilde{S}}$ 的预期值 $\vec{S}$ 和对接收信号进行干扰抵消

$$\vec{\tilde{r}} = \vec{r} - \vec{H}\vec{s} \tag{3.28}$$

然后利用时变 MMSE 滤波器计算均方误差的最小值

$$\arg\min_{\vec{w}} E\{s - w\vec{\tilde{r}}\} \tag{3.29}$$

参考文献［Dejo02］也分析了比特交织编码调制的渐近性和收敛性。实际符号映射对均衡器收敛和渐近性能是十分重要的。在低信噪比，灰度映射比分层设置映射收敛性更好，其代价是当一切干扰被抑制时渐近性能比较差。参考文献［KaMa03］提到了近期关于 Turbo 均衡中传输模式的研究。其中多级编码传输被用来提高 Turbo 均衡器的收敛性。分层映射和多级编码一起使用可以实现一个简单的 MMSE 的 Turbo 均衡算法，而不需要像参考文献［Dejo02］中用符号映射位，其对传输的数据来说，具有不平等的误差保护性能。在 MIMO 系统中分层传输中运用的该方法的鲁棒性的进一步研究结果会在 3. 3. 5 节提到。

如上所述，Turbo 均衡器的性能取决于使用的信道编码的收敛性和渐近性。参考文献［WKTM05］论述了 Turbo 均衡器码的设计方法。一个频域 Turbo 均衡 MMSE 的收敛特性，就如它的外赋信息传递函数给出的，在高斯信道均衡信道中通过半解析方法计算，等效逼近均衡器的输出和解析地计算相应的互信息与传播符号。然后，使用该方法生成一组基于随机块静态信道实现的均衡器外赋信息传递函数，这也用来寻找一个“中断外赋信息传递函数”。任何信道实现具有低于或跨越中断函数的外赋信息传递函数是假设不收敛的。构造低密度校验码以适应外赋信息传递函数。如图 3. 13 所示，新编码的性能优于相应的非最优码。参考文献［MKSS04］提出了在 MMSE Turbo 均衡器中，一种有效的计算符号判决 MMSE 滤波器需要的 MMSE 的滤波器系数的方法。另一种方法是基于模型和已测量的信道评估的，其对接收到的帧采用近似固定的 MMSE 滤波。结果发现，该版本的性能大致接近确切的版本的性能。

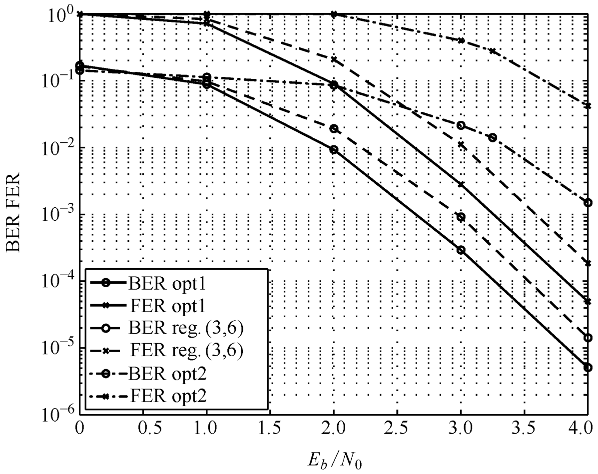


图 3. 13　MMSE“Turbo”码的中断最优码（选择 1：比率 1/2；选择 2：比率 2/3）（见参考文献［WKTM05］）（© 2005IEEE，被授权）

3. 3. 5　MIMO 均衡

1. 非迭代 MIMO 均衡

本节介绍了一种用于单载波频域点对点空分复用 MIMO Turbo 编码通信复用的线性频域 MIMO 均衡器。在过去几年里，线性时域的 MIMO 均衡器在单载波空分复用和空时编码 MIMO 系统中的应用已经有了深入的研究。然而，实际并不常用时域均衡，这是因为每个符号的运算的多项式增加了 ISI 的长度。因此，在宽带时间离散型 MIMO 信道中计算复杂度是巨大的。近日，频域均衡技术在减少均衡器计算的复杂度方面已被公认为最有前途的方法之一。计算复杂度分析结果表明，频域均衡器的计算复杂度随 FFT 模块的长度以对数的形式增加。

频域 MIMO 均衡器复杂度的降低是基于离散卷积定理的，它能够有效利用 FFT 算法。然而，为了利用离散卷积定理，线性卷积的传输信号和信道必须转换成循环形式。满足这一要求最常见的方式是使用循环传输，在发射端插入一个额外的时间片，循环前缀或训练序列在接收端丢弃。因此，线性时域卷积转换为循环式，并且时域循环卷积可以由简单的频域元素交错相乘代替。此外，块循环信道矩阵可以转化为著名的对角矩阵，从而提高频域均衡器系数计算效率。

在接收端，信号处理是在逐块处理的基础上进行的。因此，在每个接收天线处保护间隔首先被丢弃，然后把接收到的信号变成频域信号。下面的步骤计算了频域均衡器的空频滤波器的系数。滤波器系数计算是基于 MMSE 准则以尽量减少 ISI、共用天线干扰和热噪声影响的。因此，线性频域 MIMO 均衡器的目的是通过采用线性空频域滤波逐天线来检测传输天线的。最后，经过接收信号和均衡器点乘之后，对每个检测的传输层进行 IFFT 运算，将检测传输层转换成时域。

众所周知，MMSE 滤波器输出端的剩余干扰和噪声近似呈高斯分布。因此，软输入

软输出信道解码器假定 MMSE 滤波器的软输出代表了同等 AWGN 信道的输出是合理的。因此，根据均衡系数可以计算出来等效 AWGN 信道参数。利用 MMSE 滤波器的输出和等效 AWGN 信道参数的计算值，“Turbo”解码器的编码比特对数-似然比率可以计算出来。

上述算法适用于任何信道解码器需要软输入的信道编码。相应的数值结果表明，频域 MIMO 均衡能够在频率选择性瑞利衰落信道中有效地利用多径分集。然而，当空间相关性存在时会出现显著的性能下降。

2. 迭代 MIMO 的均衡

本部分侧重于对以 MIMO 技术为基础的高效的宽带通信的迭代接收机的设计。因此，这里介绍的大多数接收机可以被看作是对 3.3.4 节描述的利用空时映射技术的自然推广。发射机和接收机框图如图 3.14 所示，类似于 3.3.4 节。3.3.5 节非迭代技术可以被看作是相应的迭代技术的第一次迭代。

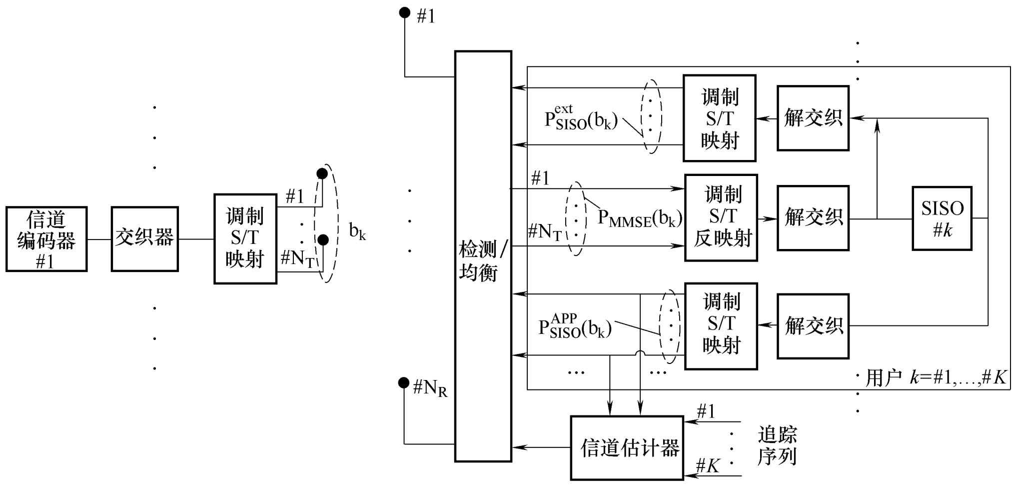


图 3.14　迭代的 MIMO 均衡的发射机和接收机框图

前面已经指出，接收机的复杂度是单载波通信为基础的宽带系统实施的主要瓶颈。在 MIMO 通信中，由于多发射天线的信号必须同时被检测，所以最优接收机的复杂度进一步增加。这一直是低复杂度迭代接收机结构发展的主要动力。多亏分离检测（均衡）和迭代接收机解码模块的研究，这两个独立的阶段可以减少复杂度。这一节回顾的主要技术是针对检测和均衡阶段减少复杂度。

参考文献［WiJo03］提出了一个有趣的例子，作者提出迭代搜索技术以降低接收机的最优 MAP MIMO 检测的复杂度。该技术的核心是 *M*-算法，其中每个网格活跃节点只保留 *M* 个分支。另外，由参数 *M* 来权衡复杂性和接收性能。此外，接收机的复杂度是和发射天线的数目呈线性关系的，而且可通过多层次的映射进一步减少，这使得它几乎独立于星座大小。图 3.15 是一个针对不同 *M* 值的接收机性能具体的例子。

当然最近引起关注的方法是一种通过软抵消降低复杂度的 MMSE 均衡方法。参考

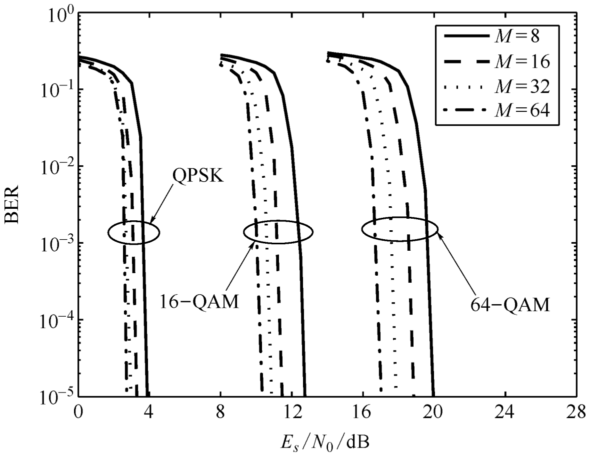


图 3.15 基于 *M*-算法的 MIMO 均衡，用了 *M*-分支（见参考文献［WiJo03］）
（© 2003 IEEE，已授权）

文献［Vand02］和［Guég03］在一个垂直编码的贝尔分层空时（Bell Layered Space-Time，BLAST）结构的 MIMO 系统中考虑以此作为接收机。一个列表空间的译码方法已被用于参考文献［Guég03］作为最佳逼近先验概率（A Priori Probability，APP）的接收机的性能比较。虽然其计算的复杂度低于列表空间解码有一个数量级，但 MMSE "Turbo"均衡接收机具有与列表空间的接收机相同的性能。应当指出的是，列表空间检测器本身的性能已经非常接近最佳接收机性能（见参考文献［Guég03］）。考虑参考文献［Vand02］中提出的最初 MMSE "Turbo" 均衡器时间平均的算法可以较少地降低复杂度。就如在宽带无线系统中看到的，在严重的频率选择性慢衰落信道中，参考文献［KaMa04］提到的频域变换的均衡器在复杂度和性能方面更具吸引力。此外，利用多径、分集接收天线和信道编码的时间分集是非常有效的，这可以在图 3.16 看到。

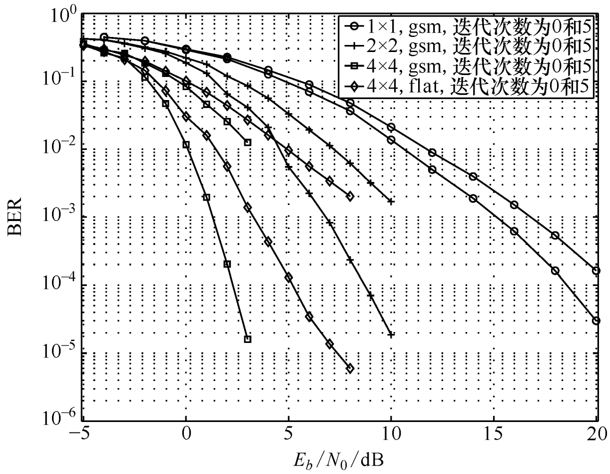


图 3.16 在 GSM 的 MIMO 信道的 MMSE "Turbo" 均衡（见参考文献［Vand02］）

参考文献［STTM03］和［KSMTar］进一步评估了现实领域MMSE“Turbo”均衡接收机的性能。在MIMO场景中，多径信道取得的高性能在这两个评估中是非常突出的。参考文献［KaMa03］提出的传输方案联合了自动重传请求（Automatic Retransmission Request，ARQ）算法，实现了较高的链路吞吐量，同时保持了多级编码传输的良好的收敛性。吞吐量性能如图3.17所示。

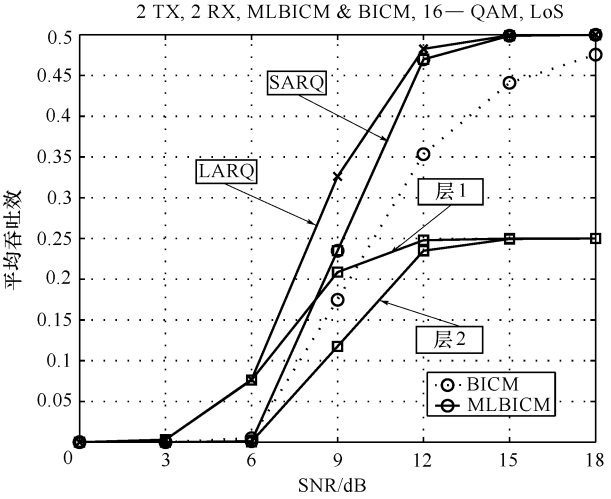


图3.17　MMSE的“Turbo”均衡与分层ARQ结合的多级编码（见参考文献［KSMTar］）（©2005IEEE，已授权）

参考文献［Guég03］和［Vand02］的结果是在假设接收端的理想信道状态信息的条件下获得的。相反地，参考文献［VeMa03］考虑的是用最小二乘的MMSE信道估计算法的一种迭代的MIMO MMSE“Turbo”均衡接收机。因此，迭代处理可以联合均衡、解码和信道估计实现。最小二乘估计与完善的信道状态信息的比较，如图3.18所示。可以看出，所提到的信道估计解码和信道估计方案只显示信道估计误差引起的约1dB的性能损失。

参考文献［BuSh02］中提及MMSE的“Turbo”方案在多用户CDMA系统中的进一步扩展，其中在第二次迭代之后使用匹配滤波可以实现一个额外的复杂度的降低。这种方法部分地消除了协方差矩阵求逆，而这是接收机计算的最昂贵的部分之一。参考文献［TeRe01］考虑了一种不采用信道编码的CDMA迭代接收机。这里提出了非线性的周期性的神经网络，来克服同信道和码间干扰，其在线性方案中性能优异。同时，接收机的复杂度在容限内。

在空时编码系统的情况下，接收机的设计与水平或垂直BLAST的编码方案中稍有不同。适应这种方案的MMSE“Turbo”接收机的例子在参考文献［VeSM04］中提出，其中多根发射天线复合信号作为一个单一的高阶的星座符号点。除了这一点，文献也提出了一种降低复杂度的方法，它在均衡过程中只考虑载波干扰（Carrier-to-Interference Ratio，CIR）重要部分。现场测量数据的性能评价结果显示只有轻微的性能下降。一种

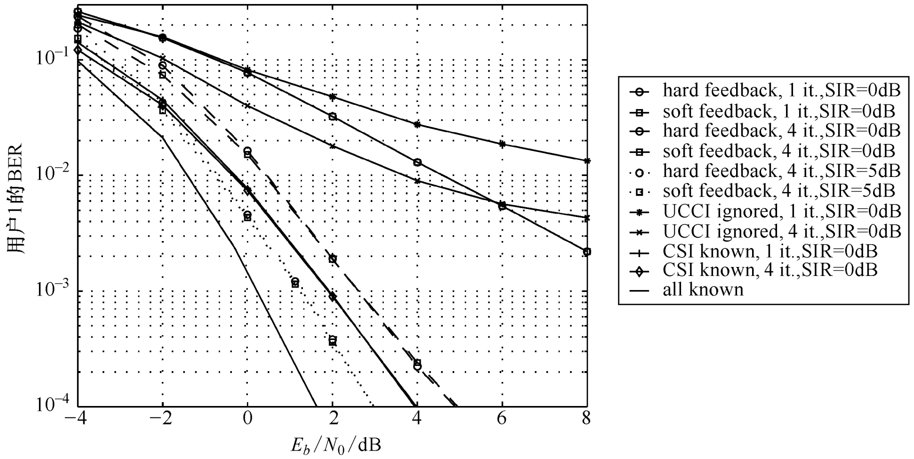


图 3.18　迭代与 MMSE 的“Turbo”均衡的迭代信道估计

（见参考文献［VeMa03］）（Ⓒ 2005IEEE，已授权）

混合的 MMSE-MAP 算法的接收机也已在参考文献［VeSM04］中被提出来保持接收机的自由度，这被证明对未知干扰和空间相关性存在是有好处的。

在迭代接收机的解码阶段降低复杂度的有趣的例子在参考文献［KaVM05］中提及。空时加权非二进制重复累加码与 MMSE 的 Turbo 接收机结合在一起。这些码字的解码是可以使用和积算法，其复杂度大约为 MAP 算法的复杂度的 1/6。这反过来又使它们比网格为基础的码字更具吸引力，因为后者要求复杂的解码算法。此外，参考文献［KaVM05］中迭代接收机即使在负载很重的多用户情况下，也具有获得满分集度的能力，如图 3.19 所示。

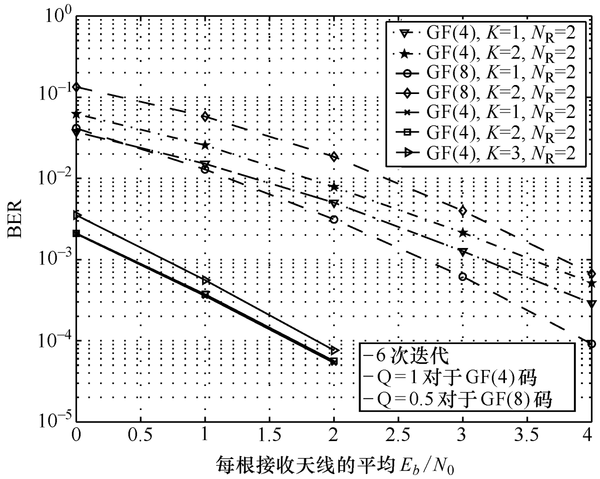


图 3.19　MMSE 的“Turbo”均衡非二进制加权重复累加的空时码

（见参考文献［KaVM05］）

参考文献［TrMa04］结果表明，对于 BPSK 调制或任何其他可以近似为一个具有实

值字母符号的脉冲幅度调制（多级脉冲幅度调制（Pulse Amplitude Modulation，PAM），MSK，高斯 MSK（GMSK 调制）），近似对数似然比（Log Likelihood Ratio，LLR）应明确考虑这一事实。此外，MMSE 滤波器的计算被优化，复杂度在数值上会略有减少。多径瑞利衰落信道模型仿真显示性能的改进，尤其是第一次迭代。在一个微蜂窝系统中使用信道测深仪测量的仿真表明，在临界情况下的性能略有改善。

3.4　同步与信道状态的估计

本节重点介绍了同步和数字通信信道状态估计（CSE）技术的特定方面，即 4 个主要方面：迭代技术是有前景的方法，它允许接收机在非常低的信噪比下工作，这是由 Turbo 码良好的误比特率性能所决定；与信道状态估计和时变信道预测相关的一系列的问题将在下面讨论；我们还分析了在参数化信道中数据传输所要求的基本性能极限的几个方面的内容；最后提到关于序列同步技术的特定话题。

3.4.1　迭代技术

1. 迭代接收机中 APP 辅助载波恢复

在编码系统中尤其是在 Turbo 编码系统中，我们考虑同步（即载波相位和符号定时恢复）和解码问题。我们引入一个新的概念“APP 辅助估计”，其中从 MAP 解调器（用在 Turbo 解码中）中获得的对数-似然比被用来在迭代同步/解码器中辅助评估。我们参考了在 Turbo 编码 BPSK 系统中的载波恢复来详细描述了这个，并且对常规的同步和解码分开的系统，证明了其重要的性能优势。我们也给出了 Turbo 编码的 QPSK 和在 Turbo 编码 BPSK 中的定时恢复的一些大体结果。

我们假设在 AWGN 信道中接收信号 $r_i = A_i\exp(j\phi_i)$，A_i 是系数，ϕ_i 是相位，根据由于载波相位误差和 AWGN 而变化。第 i 个接收信号的对数-似然函数是

$$L_i(\phi) = \ln \frac{\cosh\left[\frac{L_e(i)}{2} + \frac{A_i\cos(\phi - \phi_i)}{\sigma^2}\right]}{\cosh\frac{L_e(i)}{2}} \tag{3.30}$$

其中，σ^2 定义为噪声功率，$L_e(i) = \ln[p_i(1)/p_i(0)]$ 是由 Turbo 解码器获得第 i 个数据比特最大对数-似然比，块似然函数是 $\bar{L}(\phi) = \sum_{i=1}^{N} L_i(\phi)$。

为了找到最大似然函数值，采用下面的简化形式。我们可以方便地通过傅里叶序列来近似这个函数。

由于仅含余弦项

$$L_i(\phi) = A_0(i) + \sum_{r=1}^{\infty} A_r(i)\cos[r(\phi - \phi_i)] \tag{3.31}$$

实际上，我们可以知道可以忽略二阶以上的项幅度，则

$$L_i(\phi) \approx A_0(i) + A_1(i)\cos(\phi - \phi_i) + A_2(i)\cos[2(\phi - \phi_i)] \tag{3.32}$$

这个近似允许通过 ϕ 直接计算最大似然函数。一个类似的方法可以应用到符号定

时恢复上。详情参考参考文献［ZhBu01］。

2. 时间和频率高度选择性信道中 OFDM 的 Turbo 信道估计

由迭代解码器的软信息辅助的迭代 CSE 技术的一般原则可以被应用于具有深度的时间和频率选择性信道的 OFDM 系统中。但是，OFDM 情况使用恰当的时间-频率定位符号下可以带来特殊的额外的特征，而这个符号可以被用作 CSE 额外的先验信息。深度时间和频率选择性信道需要适当的二维离散的信道的时间-频率转换函数。OFDM 传输能够简单的实现这个。CSE 估计器本身是基于迭代 EMA 的 ML 估计器实现的。进一步的细节，详见 2.2 节，也可以参考参考文献［Jaff01］，［Jaff02］。

3. 同步器和检测器联合的迭代 EMA 的阐述

我们可以知道迭代 EMA 是如何提供对信道参数（相位、延迟、幅度）的最大似然估计。EMA 迭代和 Turbo 接收机的迭代融合结构被提出。更特别地是考虑了相位辅助定时恢复和联合定时相位恢复并对其进行了比较。介绍了在每种情况下，同步器性能的仿真描述：估计器的均值和均方误差和同步的系统的误码率。

参考文献［DeLR77］表明，在 EMA 方法中，数据是一个难以获得的观察值。把 EMA 理论应用到相位 ϕ 和符号时间 τ 的联合估计上，我们可以得到迭代机的第 n 次迭代，形式如下：

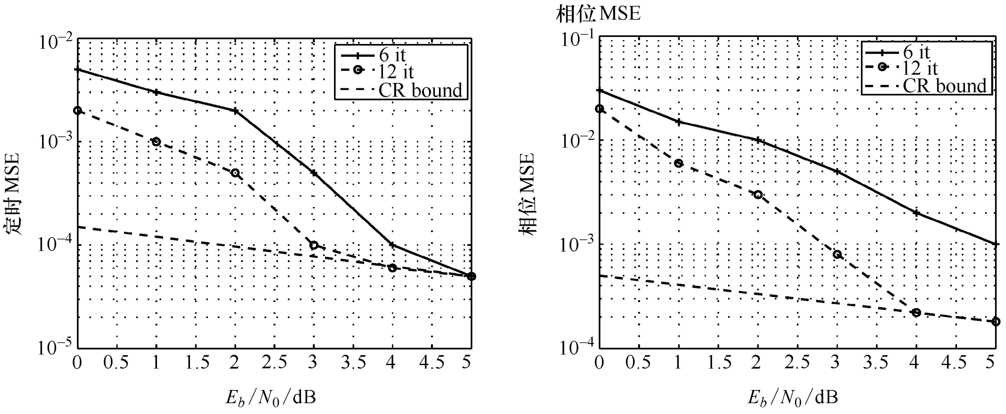
$$\hat{\tau}_n = \arg\max_{\tau} \left| \sum_{k=0}^{K-1} \eta_k^*(r, \hat{\phi}_{n-1}, \hat{\tau}_{n-1}) y(kT + \check{\tau}) \right| \tag{3.33}$$

$$\hat{\phi}_n = \arg \sum_{k=0}^{K-1} \eta_k^*(r, \hat{\phi}_{n-1}, \hat{\tau}_{n-1}) y(kT + \check{\tau}) \tag{3.34}$$

式中，r 是在信号空间响应中接收到的信号；$y(kT+\check{\tau})$ 是匹配滤波器在采样点 $kT+\check{\tau}$的输出；K 是观察的长度。$\eta_k(r,\ \hat{\phi}_{n-1},\ \hat{\tau}_{n-1})$ 从 Turbo 解码器的软信息的使用中获得。

$$\eta_k(r, \hat{\phi}_{n-1}, \hat{\tau}_{n-1}) = \sum_{a \in A} a p(a_k = a \mid r, \hat{\phi}_{n-1}, \hat{\tau}_{n-1}) \tag{3.35}$$

A 是符号字母表。图 3.20 中，仿真的结果显示了联合时间相位估计器的性能。细节



a) 经过6次，12次迭代后归一化偏移为 $\tau/T=0.25$的定时MSE估计

b) 经过6次，12次迭代后 $\tau/T=0.25$，$\phi=\pi/12$的相位MSE估计

图 3.20　定时的和相位的 MSE 估计

处理参见参考文献［NHDL03］。

4. 迭代软判决定向（SSD）线性定时估计器

我们可以把非常规形式的迭代定时估计器的问题转化为 EMA 方法。我们提出了线性定时估计，它可以从每次迭代估算时间估计的 Turbo 系统传输的软信息中获得利益。基于目前描述的 EMA 方法，把估计器和同步器拿来比较。同步器的性能由仿真结果给出，并且比同时考虑收敛速度和范围的 EMA 的性能要好。

在 EMA 符号定时方法中，最大化步骤是用急剧下降的方法来实现的。这可以减少对可用观察子集的线性操作。自然下一步是通过一个高效和公平的线性估计计算下一个估计的更新。估计器在第 n 步的更新纠错是：

$$\hat{\in}_n = \beta \sum_k \frac{\varepsilon\{h_I(k)\}}{\sigma^2_{w_I(k)} + \sigma^2_{e_I(k)}} R\{e^{-j\arg(\eta_k,n)}[\dot{y}(kT+\hat{\tau}_n) - \sum_{k'} \eta_{k',n}\dot{x}_{k-k'}]\}$$
$$+ \beta \sum_k \frac{\varepsilon\{h_Q(k)\}}{\sigma^2_{w_Q(k)} + \sigma^2_{e_Q(k)}} I\{e^{-j\arg(\eta_k,n)}[\dot{y}(kT+\hat{\tau}_n) - \sum_{k'} \eta_{k',n}\dot{x}_{k-k'}]\} \quad (3.36)$$

式中，$\sigma^2_{w_I(k)}$，$\sigma^2_{e_I(k)}$，$\sigma^2_{w_Q(k)}$，$\sigma^2_{e_Q(k)}$分别是白噪声和背景噪声的同相和正交分量的方差；$\dot{y}$是匹配滤波器输出的时间导数；$\eta_{k,n}$是在迭代检测中使用软信息得到的信息符号的后验平均值 $x(t)$ 是所提出的余弦滤波器，并且

$$\beta = \left(\sum_k \frac{\varepsilon\{h_I(k)\}}{\sigma^2_{w_I(k)} + \sigma^2_{e_I(k)}} + \sum_k \frac{\varepsilon\{h_Q(k)\}}{\sigma^2_{w_Q(k)} + \sigma^2_{e_Q(k)}}\right)^{-1} \quad (3.37)$$

图 3.21 中，性能结果显示利用急剧下降最大化的 EMA 估计器和最新被提出的线性的均衡器经过大量的迭代之后具有相同的均值。线性的均衡器比 EMA 的估计器更快地收敛到一个确切的时间偏移。就如所期望的一样，当计时误差增加时，两个估计器有不同程度增加，这是因为线性的估计器充分利用其“延长”的观察设置（即无论是在同相分量还是正交分量）。我们观察同样的行为来得到均方误差。但是，请注意这次最终

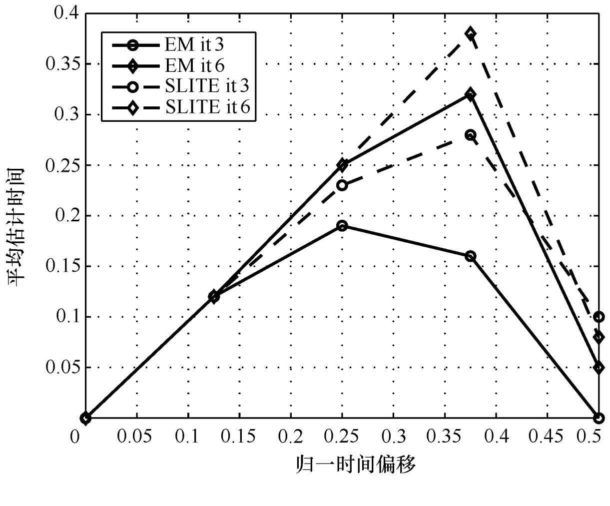


图 3.21　线性迭代估计器在 $E_b/N_0 = 4\text{dB}$ 时的均值

的性能不再相同。确实地说，当 EMA 估计器达到 Cramer-Rao 界限时，线性估计器的曲线比其略高停留在其上面一点点。

5. 融合 SP 和 EMA 算法的消息传递同步技术

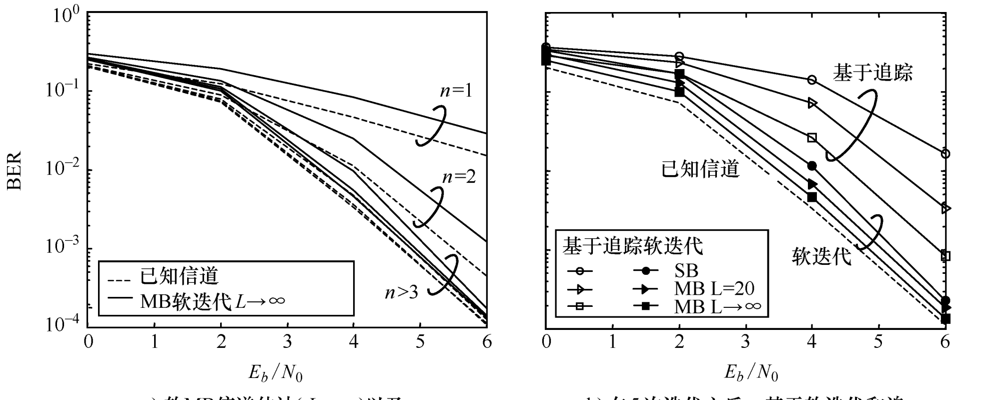
我们在因素图和和积（Sum Product，SP）算法框架中考虑 Turbo 同步。与同步参数相关的 SP 算法信息近似为狄拉克函数。这种近似需要在每次迭代时解决 ML 问题，作为一个先验的知识，所考虑的似然函数通过考虑符号外赋信息建立。我们通过 EMA 算法解决 ML 问题。然后，显示了在 Turbo 编码传输特定情况下，基于 EMA 的 Turbo 同步框架（在前面的小节中提到）实际上是这里提出的方法的近似。对于 Turbo 编码和比特交织编码调制传输，在载波相位估计的特殊情况下该方法是通过模拟来描述的。参考文献［HeVa05］中同步方法的结果表明虽然执行起来很简单，但是非常有用。

6. Turbo 均衡中对块衰落信道的软估计的子空间方法

Turbo 均衡的性能很强地依赖于 CSI 的质量。在块传输系统中，基于包含在每个块中追踪的符号的逐块的信道估计通常是可以进行的。更高的估计精度可以从扩展追踪中获得，而这个扩展追踪是通过合并多个块（Multiple Block，MB）和每个区块内使用追踪符号和软值的数据符号得到的。对于块衰落信道，基于这种方法的软迭代 MB 技术在参考文献［MoNS04］中得到，其中衰落在一个块内是恒定的。由于终端的移动性，每个块的衰落是不同的。

由于 Turbo 处理通常在 $L>1$ 的数据块集（L 由交织大小而定）中进行，MB 的方法利用了这个延迟，来改善慢变化的信道参数估计的准确性。MB 的方法取决于这样一种假设，在多径信道中联合块的延迟仍保持不变，而不同块的衰落幅度各不相同。因此，不同路径的信道响应跨越的子空间（时间子空间）是常数，可以（L 大时具有高精度）由 L 块接收的信号的平均来估计，而快速变化的参数必须逐块更新。当用于 Turbo 接收机时，MB 的估计可以进行修改，来整合由信道解码器反馈的软信息。由导频符号获得的初步估计通过扩大具有软值的信息符号的追踪，在随后的迭代中重新定义。

相对于传统的基于训练的单块（Single Block，SB）方法，图 3.22 给出了具有软信



a) 软MB信道估计($L\to\infty$)以及信道已知时取不同的迭代次数(n)

b) 在5次迭代之后，基于软迭代和追踪的SB和MB(L=20或$L\to\infty$)

图 3.22　对于具有基于追踪和软迭代 SB-MB 信道估计的 Turbo 均衡中的 BER 性能与 E_b/N_0 的关系曲线

道估计的单用户单天线 Turbo 接收机，MMSE 的单输入单输出（SISO）均衡和对数似然-MAP 的 SISO 解码体现的软 MB 估计的好处。软 MB 方法被证明是超越所有的基于训练的和 SB 方法，并且密切接近已知信道的性能。

7. SDD 和 EMA CSE 的迭代译码网络

在这里，在一般迭代译码网络中我们为联合检测和 CSE 的迭代建立一个总体框架。前面描述的 CSE 的两个特殊情况（SDD 和 EMA）是广义的，并且被放入一个共同的总体框架。两者都具有从解码网络中反复改进的能力，但都表现出不同的特性和对迭代方案有不同的可能性。在具有相位旋转的 AWGN 信道中对串行级联码的 QPSK 映射的一个简单的应用进行了研究，以证明均方误差（MSE）模糊解析和收敛行为方面的算法之间的差异。

SSD 方法是基于数据排除原理的迭代完成，通常在信道符号 $\boldsymbol{q}$ 层直接执行。使用反馈措施的估计的预期因素形式必须取决于近似$\hat{p}^{k,\boldsymbol{m}}(\boldsymbol{q}) \approx \prod_n \hat{p}^{k,\boldsymbol{m}}(q_n)$。迭代的复数 k，$\boldsymbol{m}$ 分别描述了在 CSE 和解码循环过程中（向前向后算法）的迭代，信道参数的最后迭代器是

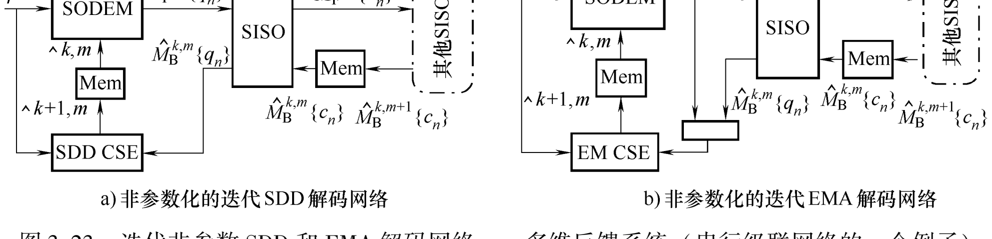
$$\hat{\theta}^{k+1,\boldsymbol{m}} = \arg\max_{\check{\theta}} \sum_n \ln\Big[\sum_{q_n} p(r_n \mid q_n, \check{\theta})\hat{p}^{k,\boldsymbol{m}}(q_n)\Big] \tag{3.38}$$

右边取决于迭代量度 k，即在 CSE 中迭代只通过$\hat{p}^{k,\boldsymbol{m}}(q_n)$，它对给定的 $\boldsymbol{m}$ 来说是固定；因此，它只对在 k 和 $\boldsymbol{m}$ 索引循环这一步时有意义。

在数据传输中 EMA 算法在 CSE 问题中的一个应用通常是通过设定等于数据 $\boldsymbol{y}=\boldsymbol{d}$ 的不可用观察来完成。边缘化的操作 $p(q_n \mid r,\ \hat{\theta}^k)$　$\sum_{\boldsymbol{q}:q_n,\boldsymbol{d}\mapsto\boldsymbol{q}} p(\boldsymbol{q} \mid r,\ \hat{\theta}^k)$ 正是 SIS 模块提供的，并且由于一个情况 $\boldsymbol{q}$: q_n，$\boldsymbol{d}\mapsto\boldsymbol{q}$ 能够正确地代表了没有近似的编码结构。最后的 CSE 迭代是

$$\hat{\theta}^{k+1,\boldsymbol{m}} = \arg\max_{\check{\theta}} \sum_n \ln\Big(\sum_{q_n} p(r_n \mid q_n, \check{\theta})\hat{p}^{k,\boldsymbol{m}}(q_n \mid r, \hat{\theta}^{k,m})\Big) \tag{3.39}$$

把这个结果和 SDD 情况比较。不像 SDD，即使对固定的 $\boldsymbol{m}$，右侧也取决于 k，并且迭代循环可以独立运行。对 k 次迭代和改善估计的可能性可以节省昂贵的解码计算迭代必要的次数（向前-向后算法）。具有迭代 SDD/EMA CSE 的一个网络的例子如图 3.23 所示。

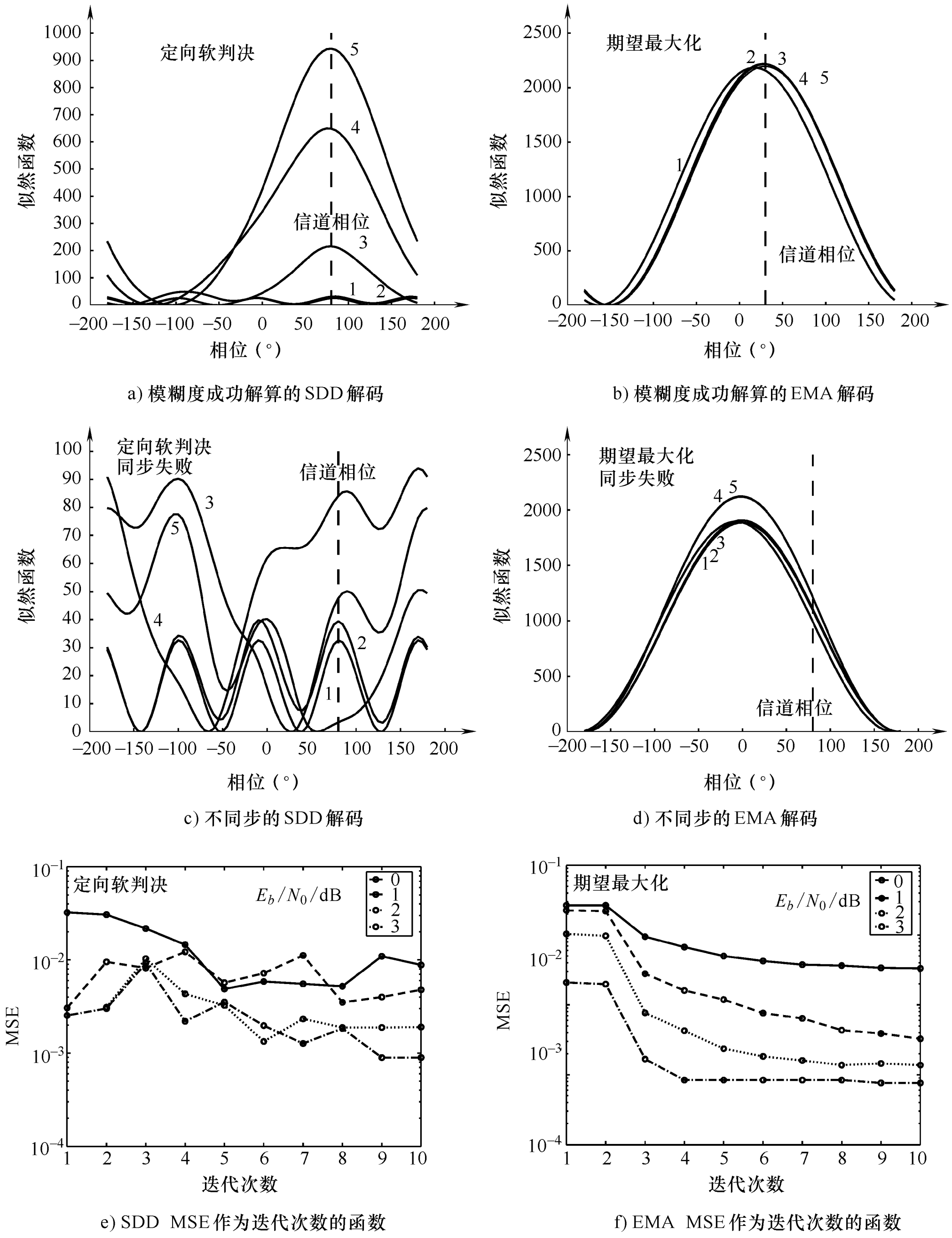


a) 非参数化的迭代 SDD 解码网络　　b) 非参数化的迭代 EMA 解码网络

图 3.23　迭代非参数 SDD 和 EMA 解码网络——多维反馈系统（串行级联网络的一个例子）

模拟结果如图 3.24 所示。其中最引人注目的是 EMA CSE 对初始估计的强依赖性（不像 SDD 情况下），如果不解决歧义的先验，将导致同步失败的概率很高。另一方面，

EMA CSE 收敛比 SDD 的情况下更平稳。SDD 和 EMA 之间的一个重要区别在于不同的可能的迭代方案；在 EMA 的情况下，解码网络中给定的固定的迭代次数的 CSE 提高了估计的质量（见参考文献［SyBu04］）。



a) 模糊度成功解算的 SDD 解码　b) 模糊度成功解算的 EMA 解码

c) 不同步的 SDD 解码　d) 不同步的 EMA 解码

e) SDD MSE 作为迭代次数的函数　f) EMA MSE 作为迭代次数的函数

图 3.24　模糊度成功解算和不同步的 SDD 和 EMA 相位估计的多种结果

（真正的信道相位如虚线所示。解码循环迭代次数是一个参数，$\gamma_B=2$dB）

3.4.2　信道状态估计与预测

对涉及自适应传输技术和衰落预测的需求的根本问题进行了分析，这种方法是基于时间变化的传递函数。估计器使用当前的和过去的观测来预测信道的行为。提出了时变传输函数的通过基于旋转不变技术（Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique，ESPRIT）预测的信号参数的二维归一估计。与现有的方法相比，在频域它允许小尺度衰落的预测。

移动通信中的相干检测需要大量信道参数进行估计。在 MIMO 系统中这个问题更是放大了。问题是在于子空间为基础的方法，它在时空信道形式的移动终端中利用不同的变化率。该信道被分成两个子空间——快变（不同路径的衰落幅度）和慢变（延误和到达方向），利用传输多时隙结构。基于时隙到时隙的方法对快速变化的参数进行估计，而慢变的是基于多时隙基础。子空间的分离是基于下面 P 路径信道冲激响应模型

$$h(t,\ell)=\sum_{p=1}^{P}\beta_p(\ell)\boldsymbol{a}(\alpha_p)g(t-\tau_p) \tag{3.40}$$

式中，ℓ 是时隙指数；β_p是复杂的幅度；$\boldsymbol{a}(\alpha_p)$ 是到来的取决于天线阵列响应向量；$g(\cdot)$ 是发射滤波器和接收匹配滤波器的卷积。

ML 估计应用于这些分离的子空间。性能通过使用各种不同参数广泛的仿真来验证。这些结果显示，当空时子空间的准静态近似正确时，单时隙技术相关的优点出现了。如需详细资料，请参阅第 7.3 节和参考文献［NiSS03］。

对于基于 Alamouti 的方案的 MIMO 传输，特定信道估计算法被提出。我们引入了一个实值矩阵传输模型，它嵌入了正交空时块码作为线性转换。我们分析了由于非理想的基于导频的最大似然信道估计造成的退化。Alamouti 的方案并不只提供数据的简单最大似然估计，可能也可以用来获得 MIMO 信道冲激响应的独立估计，这可以通过使用检测符号的简单线性转换来实现。这是通过利用信道系数和信道传输的数据之间的数学的二重性，其原理是通过一个简单的瑞利信道模型仿真来验证。

信道估计器是

$$\hat{\boldsymbol{H}}=r\boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{a}\boldsymbol{a}^{\mathrm{H}})^{-1} \tag{3.41}$$

式中，r 是接收的信号；$\boldsymbol{a}$ 是导频符号。

独立路径的估计错误是独立的，方差是 $\sigma_n^2/||\boldsymbol{a}||^2$，其中 σ_n^2是 AWAN 的方差。图 3.25 显示了一些具有两根发射天线和 4 根接收天线采用相移键控（Phase Shift Keying，PSK）的 MIMO 系统的结果。所有的传输天线和接收天线之间的信道被认为是独立的瑞利信道，结果是在信道向量中统计独立（见参考文献［PiLi04］）。

结果表明，实值概念允许将正交空时码集成在一个线性矩阵传输模型中。这是可能的，因为复共轭操作可能被看作是实值情形的矩阵乘法。基于实值传输模型，如果传输是基于 Alamouti 的方案，如何获得整个信道矩阵的独立分布最大似然估计被解释。人们可能会思考如何使用这些估计来更新当前信道估计的各种方法。由于其复杂度低，方案也非常适合于可能将估计、均衡和解码联合在一起的迭代方案。一些基本的仿真结果表明了引进方案可能潜在的情况。

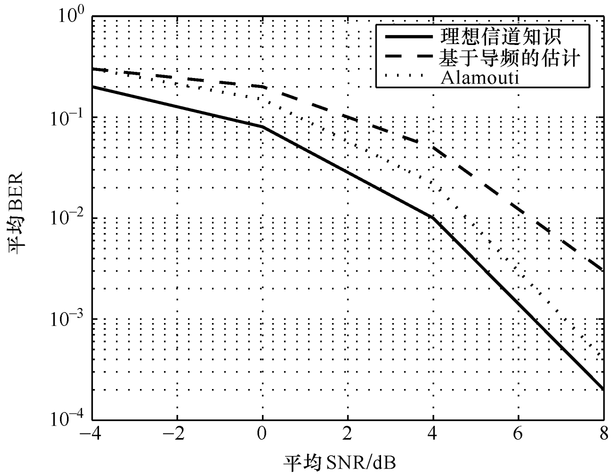


图 3.25　Alamouti 传输方案的 MIMO CSE 的仿真结果

在无线通信系统中移动影响信道波动的速度，因此，该自适应编码和调制（Adaptive Coding and Modulation，ACM）方案的性能也受到影响。对于给定的信噪比 SNR，AMC 方案必须选择正确编解码器。导频符号辅助调制和最优最大后验预测是用来预测未来的衰落包络，随后选择适当的编解码器传送信息。预测器的应用参考第 3.6 节。该预测器的性能如图 3.26 所示。预测和实际的 SNR 信噪比的相关系数 ρ 是针对平均预期的信噪比（见参考文献［JØHH03］）。

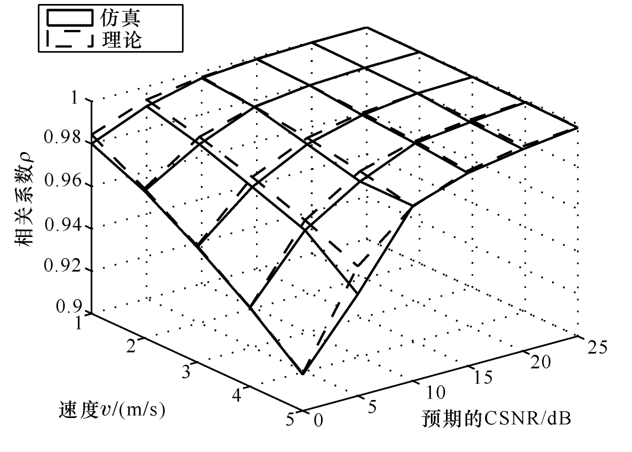


图3.26　作为速度和预期 SNR 的函数，预测器的相关系数

3.4.3　性能评估与基本限制

我们分析了缺陷的符号定时估计对空时编码调制错误性能的影响，采用自噪声的概念来描述这种影响。我们推导出在慢和快瑞利平坦衰落 MIMO 信道中白噪声的近似表

达。自噪声证明是造成显著性能退化的原因，这是由 MIMO 信道多维性造成的。

假设检测器判决度量 ρ 是通过对参数 θ 完美的同步假设得到的：

$$\rho(r,\check{\boldsymbol{d}},\theta) = \| r - \boldsymbol{u}(\check{\boldsymbol{d}},\theta) \|^2 \tag{3.42}$$

在接收机的实际操作中，用估计值 $\hat{\theta}$ 代替实际 CSI 值 θ

$$\hat{\rho}(r,\check{\boldsymbol{d}},\theta) = \| r' - \boldsymbol{u}(\check{\boldsymbol{d}},\theta) \|^2 \tag{3.43}$$

其中 $r' = r + \boldsymbol{u}(\check{\boldsymbol{d}},\ \theta) - \boldsymbol{u}(\check{\boldsymbol{d}},\ \hat{\theta})$。表达式 $\zeta(\check{\boldsymbol{d}},\ \theta,\ \hat{\theta}) = \boldsymbol{u}(\check{\boldsymbol{d}},\ \theta) - \boldsymbol{u}(\check{\boldsymbol{d}},\ \hat{\theta})$ 为额外的接收信号，并且是随机的，这是因为信道滋扰参数和数据的随机特性。因此，它被称为自噪声。它可以很方便地用作近似估计检测器性能的信道滋扰参数误差的工具。这个近似是基于把实际的自噪声替代为一个等效（第一和第二的时刻）的白高斯噪声。这种替代可以等效为完美的同步系统，这个系统是在谱密度为 $S'_w(f) = S_w(f) + Z_0$ 的 AWGN 新的有效水平下运行的，其中 Z_0 为自噪声的白功率谱密度的近似。

这种技术被用于评估在慢衰落信道中 Tarokh 两空间四状态的 4PSK 编码的平均成对错误的概率性能。符号定时误差假定为独立同分布（iid）的零均值、方差为 σ^2 高斯随机变量。此编码的大量结果显示在图 3.27 中。在 MIMO 信道中，此技术在 ST 编码传输特定方案中的应用的更多细节参见参考文献［Syko02］和 7.4 节。

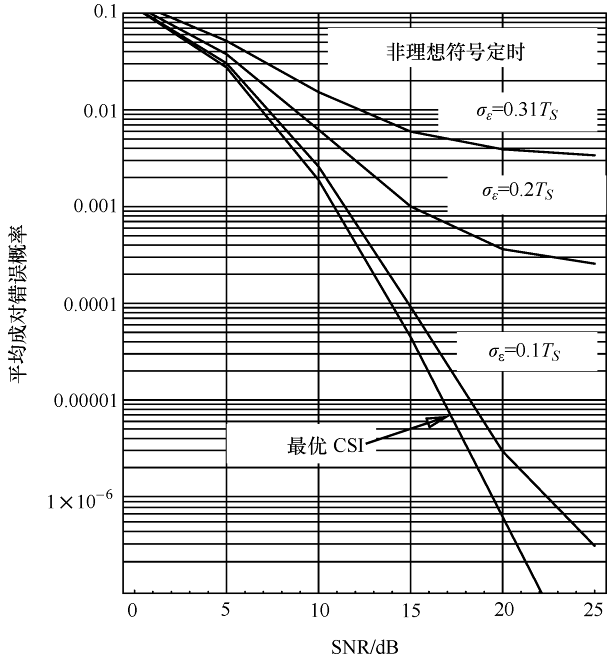


图 3.27　慢衰落信道中 Tarokh 两空间四状态的 4PSK 编码的平均成对错误的概率

数据序列 $\boldsymbol{d}$ 检测的标准迭代方法是用已知的导频符号 $\boldsymbol{d}_{\mathrm{id}}$ 并用最小二乘解算器来估

计信道向量 $\boldsymbol{h}$。使用该信道估计，未知的数据符号被估计，反过来，这些估计被用于提高信道估计。运用这一方法到 UMTS FDD 传输方案中，结果发现收敛在很大程度上取决于信号的信噪比。只有在非常低的信噪比时，3 次迭代才是必要的，例如：SNR = 0dB 时两次迭代是必要的。更多细节参见参考文献［Pomm02］中的 2.3 节和 7.3 节。

在接收端的信道知识似乎对利用 MIMO 信道的潜力是至关重要的。在接收端的信道知识可以得到，例如按信道估计。我们分析了信道估计误差对系统性能的影响。在接收机输入端对大的信噪比，如果使用线性接收机由此产生的小的信道估计误差就像是额外的噪声。

我们利用基于导频信号（能量 E_{p}）的估计器研究（N_{t}，N_{r}）MIMO 系统；数据符号能量是 E_{d}。在有效噪声增强时，迫零接收机性能退化证明是与输入的系统数据的二次方成正比的

$$\delta = 1 + \frac{N_{\mathrm{t}} E_{\mathrm{p}}}{E_{\mathrm{d}}} \tag{3.44}$$

乍看之下，数据检测的信道估计误差影响似乎是温和的，因为它们是作为噪声增强因子的。但是这个噪声增强因子与信道输入的数量成二次方增加，从而限制了在一个实际系统中信道输入的数量。换而言之，对 MIMO 传输的潜力是被所需要的信道知识限制的。详情参见参考文献［WeMe04a］和第 7 章。

3.4.4　序列同步技术

同步采集过程的分析方法和具有最佳非周期自相关特性的结构序列的方法（以最小的总模拟概率交替）已经是在数字传输初期的多次分析的主题。只有少数研究探讨帧长度与同步序列的长度和结构之间的关系。但是，与其他类型的错误相比，由于不完善帧同步造成的性能下降比较小，该领域几乎被忽视，除了参考文献［BaSD02］，［BaSt03］。然而，新的解决方案和高数据传输速率提供了更多自由层次。几乎所有参数的设计是必需的，所以必须开发更合适的分析工具。

序列分析的背后存在一个数学家和工程师都感兴趣的过程——对一个由随机等概率 L-进制数据构成的定长序列的搜索。历史性的工程方法开始了双缀的介绍，这是梅西. J教授提出的一个名称。它是指一个长度为 $n \leqslant N$ 的子序列，既是观察的长度为 N 的一个前缀也是一个后缀。序列是可由双缀指标 $h^{(n)}$，$n = 0$，…，N 完全表示。如果一个双缀长度 n 存在，或者如果 $n = 0$，$h^{(n)}$ 等于 1；否则，等于 0。

目前的技术执行一个序列搜索是在指定的距离内。在符号级上，这相当于对一个设定的序列搜索。对于这样的搜索，新特征被引入：交叉双缀。交叉双缀是一个长度为 $n \leqslant N$的序列，它是第 i 个序列后缀，也是第 j 个序列的前缀，都从 M 序列的观察组中选定（i，$j = 1$，…，M）。相应的交叉双缀指标 $h_{ij}^{(n)}$ 等于 1，如果一个交叉缀长度 n 的存在，例如二进制序列 $p_i = 0001$ 和 $p_j = 0011$ 有 3 位交叉双缀 $h_{ij}^{(3)}$，明显地 $h_{ij}^{(3)} = 0$。如果 $i = j$时 $h_{ij}^{(n)}$ 是指一个经典双缀指标 $h^{(n)}$。默认值对于交叉双缀指标是

$$h_{ij}^{(0)} = 1, h_{(ij)}^{(N)} = \begin{cases} 0, i \neq j \\ 1, i = j \end{cases}, \quad i, j = 1, \cdots, M \tag{3.45}$$

搜索刚好在第 k 步完成的概率（一个搜索过程中的一个离散的概率密度函数- PDF）等于

$$\Pr\{k\}=\sum_{i=1}^{M}a_k(i)p^{k+N-1},p=1/L \tag{3.46}$$

$$a_k(i)=\sum_{i=1}^{M}\sum_{m=1}^{\min(N,k-1)}[Lh_{ji}^{N+1-m}-h_{ji}^{(N-m)}]a_{k-m}(j),a_1(i)=1,i=1,\cdots,M \tag{3.47}$$

其他（预计持续时间搜索，方差）统计参数可以从这个中得出（见参考文献［BaSL03］，［BaSt04］）。这个结果（见参考文献［Baji04］）的修正产生了在一个帧中持续时间的搜索的 PDF，其中一个同步序列是定期插入到通常杂乱的流中，因此，是随机等概率数据，如图 3. 28 所示。

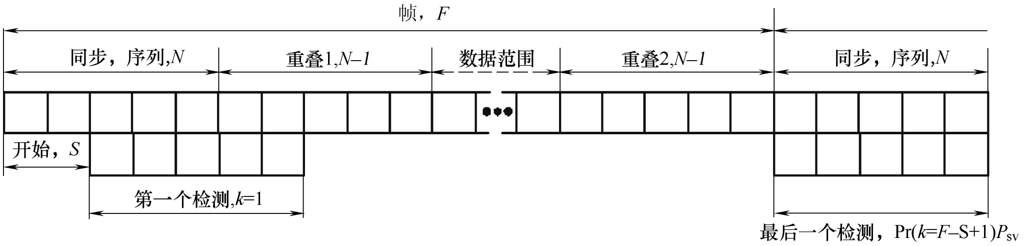
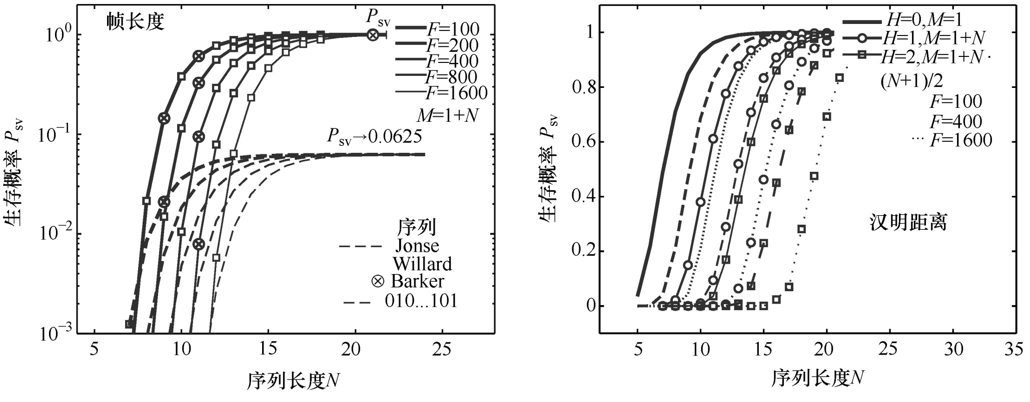


图 3. 28　在一个帧内的搜索

出现的结果之一是存活概率 P_{SV}，即不出意外的同步序列模拟的概率，考虑到搜索开始于在正确的同步的位置偏移 S（最坏的情况下为 $S=1$）。图 3. 29 显示了 P_{SV} 对帧长度 F 和序列长度 N 的依赖性，如果允许的汉明距离为 $H=1$（此情况下，在设置中序列数目 $M=N+1$）。应该被指出的是“全 0”序列，以及无双缀的序列 00…01，有 $P_{SV}=0$；图 3. 29 给出了各种允许的汉明距离的影响。

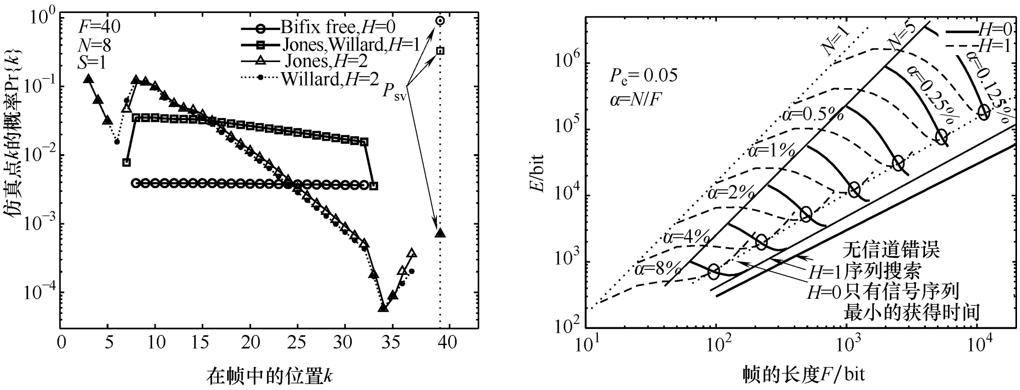


a)典型的二进制序列　　b)不同的汉明距离

图 3. 29　生存概率

如果序列长度 N 增加时，生存概率达到极限值。对于好的序列，这个值等于 1，即

序列是模拟前的正确位置是不太可能的。然而，在 $P_{SV}=1$ 的序列中，其他的区别可被观察到，如图 3.30 显示了 $\Pr\{k\}$（PDF）的例子。如果 $H=0$，所有的无双缀序列具有相同的 PDF，当 $H=1$ 时，好的序列是（例如琼斯的 00011011 和威拉德的 00100111）相似的。如果 $H=2$，威拉德的和琼斯的序列有相同的生存概率，虽然它们的 PDF 略有不同。如果适当地平均（见参考文献［BaNa04］），派生的 PDF 对帧采集时间的预期值能够表示著名 Häberle 的曲线，冗余 $\alpha=N/F$ 作为参数。当在序列距离 $H=1$ 的序列被允许，曲线显示了这个情况。如果只有一个（$M=1$）序列被认为是正确的，虚线代表采集时间。对于更短的帧，后一种情况下产生更好的结果（更短的采集时间），但它不是一个最佳的解决方案。当序列长度增加时，达到近似饱和度部分的 P_{SV} 曲线是图 3.29，$M=1$ 时采集时间饱和，而多搜索（$M>1$）的采集时间提高了。



a)在帧过程中搜索的PDF　　b)在误差环境下Häberle的曲线

图 3.30　在帧处理过程中搜索的 PDF 和在误差环境下 Häberle 的曲线

这项工作可能会扩大到多层次（$L>2$）的情况。进一步，目前的结果表明，双缀和交叉双缀指标实际上是概率，而整个分析可以转移到非等概率情况。最后，计算的分析工具是在生物医学领域时间序列分析中实施的。

3.5　多用户系统和多用户检测

无线通信系统需要同时应对越来越多的用户。最近的大多数方法往往允许用户同时在同一个频段传输，不管是使用 CDMA 或 SDMA。因此，一些 MAI 出现在解码过程中，并且这个干扰将有力地限制了系统容量。此外，抵抗较大的频带造成的多径干扰可通过两种方式解决，即可以通过单载波传输方案（DS-CDMA）或多载波方案（MC-CDMA 系统）（见参考文献［GCDL02］）。除了这两种方法，也在 SDMA 中，多用户检测（Multi User Detection，MUD）是一种有效的处理 MAI 的方式。当复杂度不成问题时，单用户的性能可以与高负载的多用户系统相同。然而，复杂度往往是一种限制，并且一些次优解决方案已经被发现。这样的解决方案在本节被考虑了。在第一部分中，我们为 MIMO 多用户系统提出了一个传输模式，允许评估常规 MUD 的性能。然后，我们为基

于 Turbo 原理的 CDMA 提出了几个 MUD 方案，神经网络或者与多天线的有关的方案。目前办法允许显著的性能提升但是有限复杂度的增加。我们最终在多天线的 MC-CDMA 系统中提出可一些 MUD 的解决方案。联合检测或联合传输方案可以实施来减少多址干扰，并且使用低密度奇偶校验（Low Density Parity Check，LDPC）码的解决方案还被提议。

3.5.1 多用户 MIMO 传输

SDMA 是一个解决方案在使用联合检测或者联合传输方案的多个用户之间实现资源共享。然而，如果多根天线必须在两端都使用，在 MT 和 BS 之间实现一个 MIMO 的连接不是一件容易的事情。解决办法是在 BS 端使用多根天线，并考虑作为多天线系统的天线的每一个发射机。

可以引入一个概念：为了减少上行信道中不同信道之间的相关性，服务区的概念被引入。BS 被分成了几个区，而且作为 MIMO 的配置在几个 BS 和 MT 之间的连接被考虑。在参考文献［SWCH02］和［WSLW03］中，这一概念应用到 OFDM 系统。联合检测和传输被采用来减少区域内和区域间的 MAI。

如果有多根天线被用来区分用户，经典的 MUD 可以在接收端实现。我们提出了一个模型来评价这样的一个系统和一些传统的 MUD 的性能，最终由于复杂度，排除了多用户检测过程中的一些用户。

在参考文献［Piet02］和［PSTL03b］中，多用户 MIMO 传输系统引入了离散时间传递矩阵模型。该模型包括相关干扰和噪声，并允许对用户的灵活处理，这些用户可能会或不会包含在联合检测过程中。在矩阵传递模型的基础上，传统的 MAU 是适应多用户 MIMO 的情况。

我们考虑发射天线 n_t 和接收天线 n_r 天线的一个系统，前者包括不感兴趣的天线，即排除在联合检测过程之外。接收到的信号可以表示为（见参考文献［PSTL03b］）

$$g(t) = g_{[1,m]}(t) + g_{[m+1,n_t]}(t) + n(t) \tag{3.48}$$

式中，$g(t)$ 为接收到的信号，它可以分为 m 个希望用户分量 $g_{[1,m]}(t)$ 和不希望的分量 $g_{[m+1,n_t]}(t)$；$n(t)$ 是热噪声分量。

要排除不想要的用户，我们基本上需要一个接收滤波器，能最大限度地提高有用信号分量，同时尽量减少传输干扰。通过预白化滤波器可以在信干比和信噪比方面取得最佳的效果。我们介绍了干扰和噪声的相关矩阵（H 表示复共轭转置）：

$$\phi_{[m+1,n_t]}(\tau) = E\{1/2(g[m+1,n_t](t+\tau) + n(t+\tau))(g_{[m+1,n_t]}(t) + n(t))^{\mathrm{H}}\} \tag{3.49}$$

预白化滤波器的冲激响应可以从相关滤波器和传输滤波器和信道的表达式中获得。我们最终可以推导出在时间 $t = kT_S$ 离散时间矩阵传输模式：

$$y_{[1,m]}(k) = r[1,m](k)^* x_{[1,m]}(k) + (y_n(k) + n(k)) \tag{3.50}$$

$y_n\{k\}$ 和 $n(k)$ 表示干扰发射机和热噪声的贡献。$r_{[1,m]}(k)$ 决定了干扰和噪声的相关性：

$$r_{[1,m]}(k) = 1/2 v^{\mathrm{H}}_{[1,m]}(-t)^* \phi_{[m+1,n_t]}(t)^* v_{[1,m]}(t) | t = kT_S \tag{3.51}$$

式中，$v_{[1,m]}(t)$ 表示发送滤波器模型和信道模型相关的量。

然而，这个复杂的表示是只对固有噪声唯一适合。干扰发射机的统计特性决定适当的条件是否满足。它们依靠符号字母，例如，二进制相移键控字母符号不符合适当条件。更一般的实值符号可以被引进和使用任何类型的符号字母。这个新的符号也适用于空时分组码，其中由于复杂的共轭操作没有复值存在在 $r_{[1,m]}(k)$ 中（见参考文献［PSTL03b］）。

最后，在 MIMO 系统中，离散时间传递矩阵用于估计一些经典的 MUD 技术的性能。通过预白化的方式评估了从联合检测排除一些用户的影响。在仿真中，两个用户使用两根全方位天线；接收机配置有 4 根全方位天线，并且在 200MHz 的频段考虑采用 2.4 GHz 的载波频率。如图 3.31 所示，对于匹配滤波器法，由于复杂度的原因，用户 2 不予考虑联合检测。这将导致不可接受的性能。另一方面，当用户 2 关闭时使用预白化滤波和最大似然检测的用户 1 的性能和使用最大似然检测的用户 1 的性能非常接近。从联合检测排除一些用户的性能损失相当小，但是会带来复杂度的增加。

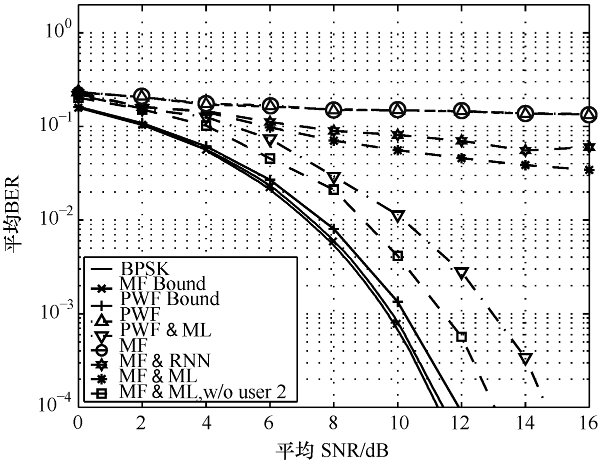


图 3.31 宽带传输：对于所有 MF 曲线，忽略用户 2；而对于所有的 PMF 曲线，用户 2 被联合检测抑制；ML 检测不包括用户 2

3.5.2 DS-CDMA 多用户检测

为了克服 CDMA 在 MAI 方面的弱点，作为这个问题自然的解决方法的 MUD（见参考文献［KoAg00］）倍受关注。这种接收机利用干扰作为额外的信息来源。然而，它们通常具有很高的复杂度。

首先，多用户检测的研究都集中在未编码系统和次优多用户检测方法。最有前途的解决方案之一是干扰消除（Interference Cancellation，IC）技术，是指在做出数据判决之前从接收信号中去除干扰用户。

然而，实际的 CDMA 通信取决于差错控制编码和交织的应用，所以，近来对编码系统有了越来越多的关注。最佳联合解码/检测是一种解决多址干扰的很好的方法（见

参考文献［GiWi96］）。但是，在此方法的实现中计算复杂度再次成为一大难点。因此，把符号检测和信道解码分开进行的次佳的解决方案似乎在实际应用中更具吸引力。

特别地，Turbo 码的成功提议（见参考文献［BeGT93］）自然导致了研究 MUD 设计中迭代（Turbo）处理技术的可行性。在迭代 MUD 中，每个检测和解码阶段的外赋信息已经确定，并作为下一次迭代的先验信息来使用。这种检测方法定义为是 Turbo MUD，即使对重负载系统引入这个方法的优点也是显著的。

在本节中，对有前途的 MUD 技术在未编码和编码时延扩展（DS）CDMA 系统中的应用做了介绍。

1. 未编码系统

在本文中，IC 一般是通过选择性干扰消除（Selective Interference Cancellation，SIC）或并行干扰消除（Parallel Interference Cancellation，PIC）的方法来完成的：前一个解决方案的目的是成功地去除最强的冗余信号，而在所有用户的干扰下，后一个方案是同时去除所有其他的用户的干扰（见参考文献［KoAg00］）。一个可选的 PIC 方案是所谓的选择性并行干扰消除（Selective Parallel Interference Cancellation，SPIC）接收机：这种技术是基于 SPIC，即根据接收信号判决变量和一个比较合适的阈值的比较结果，划分用户的信号为可靠的和不可靠。可靠的信号直接从接收信号中检测和（重建后）取消。不可靠的信号是在消除可靠信号的 MAI 影响之后被检测（见参考文献［RFMM01］）。在下面将会讲述如何使用 SPIC 策略结合天线阵列来提高系统容量。随后，一个基于递归神经网络（Recurrent Neural Network，RNN）结构的非线性的 MUD 被提出（见参考文献［TeRe01］）。该算法的性能通常接近选择性 MUD 的性能，同时保持较低的计算复杂度。

2. 空时选择性 PIC 接收机

在参考文献［RFMM01］中，突出讲述了 WCDMA 通信天线阵列系统和 IC 方案联合使用的优势。其重点是接收机方案，是基于在 WCDMA 系统中 SPIC 方法与自适应天线阵列的结合的应用。命名为 ST-SPIC 检测器，利用信息的到达角来获得最佳的空时 IC。在所考虑的传播环境中，解析路径的数量假设为 4 个。在仿真中，考虑采用 QPSK 调制技术，并应用了两个编码层次（正交可变扩频因子（Orthogonal Variable Spreading Factor，OVSF）和扰码序列）。

图 3.32 显示了在 16 个并发用户的情况下，与 Rake 接收机相比较，单传感器的 ST-SPIC 接收机的性能。这些曲线是在 60kbit/s 的同相数据流和在 15kbit/s 的正交控制序列。我们可以看到，从这个图中，ST-SPIC 接收机优于 Rake 接受，而增加的复杂度较低。大量几乎独立于参数 E_b/N_0 的一个最佳阈值结果已经得到（见参考文献［RFMM01］）。

3. 递归神经网络 MUD 接收机

在参考文献［TeRe01］中，TD-同步码分多址接入（Synchronous Code Division Multiplex Access，SCDMA）的系统被考虑。为了提高系统的容量，在 BS 多重天线和在上行链路中更精确的时间同步已列入标准。在这个系统中，一个线性解相关检测器（见参考文献［KoAg00］）完全消除了信道间干扰及 ISI，但是大量的噪声增加会导致性能的下降。

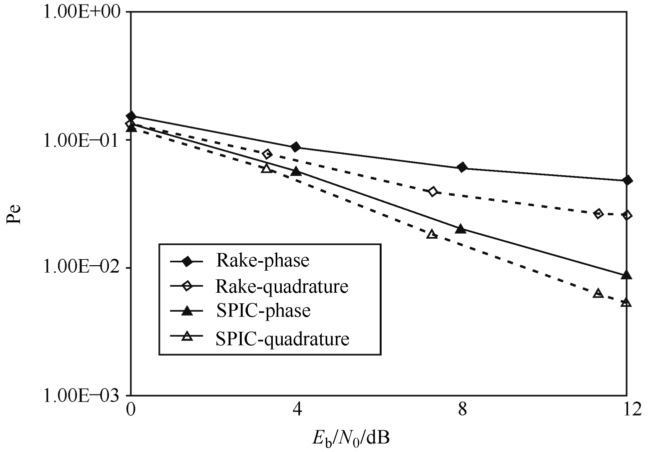


图 3.32 ST-SPIC 和 Rake 接收机之间的 BER 比较

在参考文献［TeRe01］中，基于 RNN 的一个非线性的 MUD 被提出：它已经指出，为 RNN 结构定义的能量函数需要与 MUD 的最大似然函数有相同的结构。基于 RNN 的 MUD 的原则是一个迭代的非线性初步判决反馈：对符号级上的部分干扰在软判决变量反馈的时候被去除。在较好的信道情况下，线性和非线性的 MUD 显示出类似的性能，而在恶劣的信道条件下，基于 RNN 结构的非线性 MUD 优于线性 MUD。在这种情况下，软反馈的正确选择对于非线性 MUD 的性能是至关重要的。

4. 编码系统

在参考文献［RSAA98］中，可以得到接近最优性能的迭代接收机已被研究，但一个主要缺点是它的复杂度，仍然是用户数量的指数。因此，重点集中于迭代 IC 方案（见参考文献［KoBC01］，［WuWa01］，［QiTe00］，［HsWa01］）。众所周知，随着译码迭代次数的增加，由 Turbo 译码器提供的编码增益变大。但是，由 Turbo 码得到的性能的提升在第一次迭代中很显著，而且在连续的迭代中，性能的改进越来越不明显。因此，最好是在第一个迭代中集中进行干扰消除：由于同样的原因，许多带有第一个线性阶段的基于 IC 的迭代接收机已经被提出（见参考文献［QiTe00］，［HsWa01］，［TaMB01］，［WaPo99］）。然而，线性 MUD 具有极高的计算复杂度的缺点。

此外，在频率选择性信道的情况下，一个典型的 CDMA 方案可以和多发射和接收天线及空时格码（Space-Time Trellis Code，STTC）结合。然而，传统的 MMSE 检测器，广义上容纳多天线和多条路径（见参考文献［MaVU01］，［PaHu01］），是不足以应对 MAI、ISI 和网络天线干扰（Inter Antenna Interference，IAI），在高负荷系统中也不能利用多径分集技术。相反，使用 Turbo 码原理的接收机可以实现一个完全消除 MAI、ISI 和 IAI 的迭代多用户的 MMSE 检测器，即使在满载系统中，也能够以较高的计算复杂度为代价，达到单用户的性能。

一些使用 Turbo 码的迭代方案、多天线方案的优点及 MMSE 接收机和 MF 之间的选择都将在下一节中讨论。

5. MAP 解码辅助 PIC 接收机

在参考文献［MRFB03］,［MBRF03］中，提出了基于利用 PIC 和一系列 Tutbo 译码器的一种新的迭代 MUD。在提议的结构中，分割了 PIC 检测器，以便在每个卷积译码之后，可以执行 IC。由于提议的接收机和 MAP 解码器紧密联系，它被定义为辅助 PIC 的 MAP 解码器（MPIC）：此解决方案旨在通过从第一次迭代引入 IC 来得到优化。此外，噪声加（剩余）干扰的方差是由一种新的算法得到的：特别地，只有最可靠的符号被用在方差判决中，忽略所有其他的符号。这种方案对所有考虑的系统的性能改进起到了作用。

在同步 AWGN 信道中，与基本的估计器相比，使用方差增强估计器的量化 log-MAP 算法能够实现一个重要的性能改进。在 20 个用户和理想功率控制的情况下我们用图 3.33 来说明在异步三径衰落信道中拟议的接收机的性能：当相对衰减等于 0dB、-1dB，-9dB 时，复制振幅被认为服从瑞利分布。传播操作是由一系列的伪噪声短码和 $G=15$ 的处理增益实现的。帧长度为 500，最大比合并 Rake 接收机被用作路径合成器，最大 log-MAP 算法被用来解码。该信道有一个规范化的多普勒频移 $f_d T_b = 0.0002$，并且进行了两次接收机迭代。我们比较了提议的迭代 MPIC 与传统的 PIC（见参考文献［WuWa01］）。随着系统负载 $\beta = N/G = 1.33$ 多于一个时，MPIC 优于传统的 PIC：在 $BER=10^{-3}$时，与传统的 PIC 相比 MPIC 有 3.5dB 的增益的增加。我们还可以看到通过对噪声加干扰方差的正确估计，而不是用它的环境噪声来近似地表示，两个接收机获得巨大的性能提升，这在参考文献［WuWa01］中做了极好的假设。

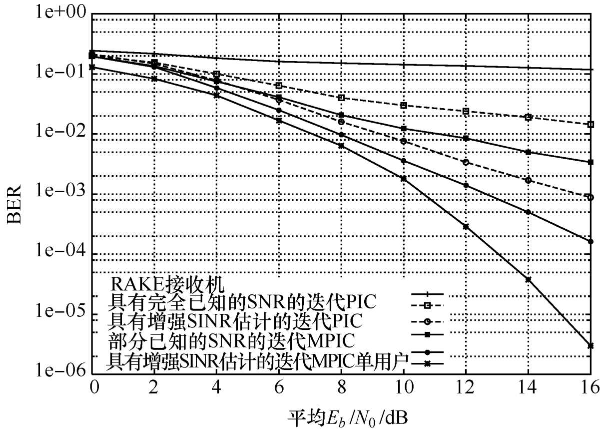
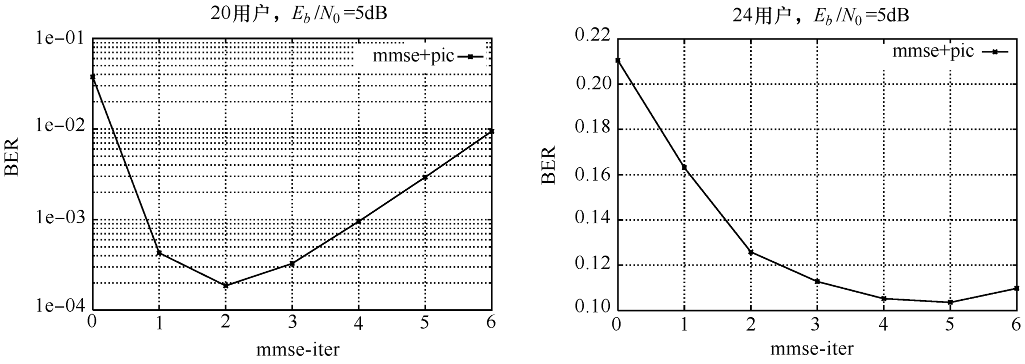


图 3.33　在多径衰落信道中 20 个能量相等的用户的迭代 IC 接收机的性能

6. 迭代 MMSE-PIC 接收机

基于 IC 方案的线性 MMSE 块和 IC 方案的合并的迭代 MUD 在参考文献［MRFC05］中被提出。首先，MMSE 的输出用于重建从接收到的信号中减去的干扰：由于 MMSE 滤波器的噪声增强造成的负面影响，本解决方案不是最佳的。因此，经过一番取消迭代，检测器开始考虑 MF 输出：该解决方案允许保留第一个迭代 MMSE 的积极作用。

图3.34显示了使用MMSE滤波器和PIC接收机的MMSE检测器检测到的不同的迭代次数对应的误比特率性能：该参数的最佳值随着用户数量的增大而增加。这种表现可以被解释，因为带有较多的活跃用户系统是由一个更大的MAI来描述。需要较多次的MMSE迭代才能执行的有效的IC。相反地，低负载系统不需要太多的MMSE迭代：特别地，由于引入一次MMSE迭代，性能的增加减少，而更多次的迭代造成噪声的增强和性能的损失。



a)不同的迭代次数n的BER性能　　b)第5次迭代的BER性能

图3.34　使用不同迭代次数的MMSE滤波器误码率性能

虽然对所有考虑的系统该接收机都能提供更好的性能，但在切换到普通IC之前很难找出MMSE迭代的最佳数量。由于被提议的接收机的错误概率非常低，通过Monte Carlo模拟最佳结构的定义需要很长的处理时间。

因此，提议的接收机研究已经通过密度进化（Density Evolution，DE）的技术手段进行了（见参考文献［RiSU01］，［DiDP01］）：虽然DE的分析结果认为是渐近方法，即经过一番Turbo MUD迭代，允许比较不同的MUD方法，并得出了有关线性MMSE迭代的最佳次数一般性的结论。我们需要评估SISO解码器和SOSI MUD的$\mathrm{SNR}_{\mathrm{in}}-\mathrm{SNR}_{\mathrm{out}}$之间的关系。对于SISO解码器，这种关系可以得出通过假设均值为$\mu=E(\lambda)_{\mathrm{in}}=2\mathrm{SNR}_{\mathrm{in}}$和方差为$\sigma^2=\mathrm{Var}(\lambda)_{\mathrm{in}}=4\mathrm{SNR}_{\mathrm{in}}$的高斯分布和通过平均软输出$\mathrm{SNR}_{1\mathrm{out}}=\overline{\lambda_{\mathrm{out}}}/2$来得到$\mathrm{SNR}_{\mathrm{out}}$估计。另一方面，SISO MUD的关系取决于$E_b/N_0$，因此，我们必须生成一个适当的高斯分布$N(c_i*2\mathrm{SNR}_{2\mathrm{in}},4\mathrm{SNR}_{2\mathrm{in}})$，其中$c_i\in\{\pm1\}$是编码位，$\mathrm{SNR}_{2\mathrm{out}}=\overline{c_i*\lambda_{\mathrm{out}}}/2$。

从图3.35中接收机的一些特性可以推断出。当$\mathrm{SNR}_{\mathrm{in}}$较低时，DE分析证明MMSE的引入是有用的：特别地，MMSE最终达到迭代检测和译码的收敛。然而，MF方案的特点是较高的$\mathrm{SNR}_{\mathrm{out}}$渐近值，因此确认在一些迭代之后转换成MF IC是有益的。

7. 多天线系统的Turbo PIC接收机

在参考文献［ShBu02］中，基于MMSE的PIC检测方法被提出。不像在参考文献［WaPo99］结构中，线性MMSE滤波器只用于第一次循环，因为匹配滤波器的欠佳的性能，这被看作是整个检测过程中最薄弱的环节。这种结构被用在慢、平坦的瑞利衰落信

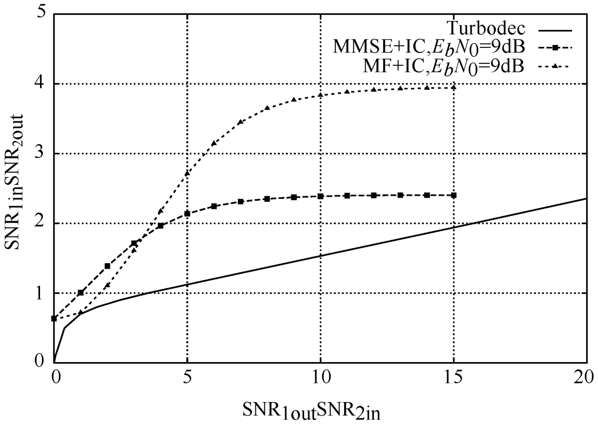


图 3.35 一个 32 个用户的系统中 E_b/N_0 = 9dB 时 MMSE + PIC 和 MF + PIC 的性能比较

道中，由于单用户有限造成相对较差的性能。因此，可用在多根接收天线系统中改进的 Turbo MUD 已被提议。仿真结果表明，即使是在严重的多径衰落的存在下，这种分集技术仍允许 tubro PIC 接收机恢复其能力，以提高系统性能。

联合 Turbo 解码和基于 MMSE 的 PIC 检测方法的性能通过单天线一些模拟的和接收分集的一些模拟的例子进行了分析。10 个同等功率用户的上行链路的 CDMA 系统被考虑。假定所有用户都是 1024 位，1/2 编码率，16 个状态 Turbo 码（发生器 23 或 37）。而 BS 使用 4 根独立的天线来接收用户的信号。在慢瑞利衰落信道中使用空间分集而不是单天线系统 Turbo 接收机的性能有明显的提高，如图 3.36 所示。在可接受的 SNR 的值下可以得到 10^{-6}的误码率。但要注意的是，5 次内的迭代情况下接收机就达到了极限性能。这表明，多径衰落的进一步抑制可能发掘 Turbo PIC 检测器的更大潜力。

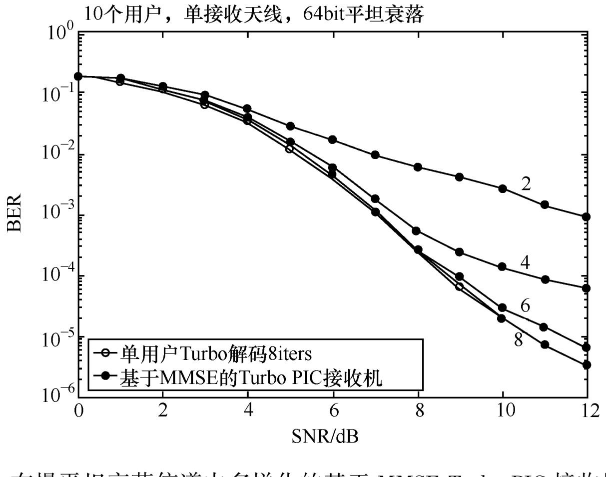


图 3.36 在慢平坦衰落信道中多样化的基于 MMSE Turbo PIC 接收机的性能

8. 空时网格编码 CDMA 系统的迭代多用户 MMSE 接收机

在多径衰落信道中，对 STTC CDMA 系统次优多用户迭代 MMSE 接收机得到了（SO-MMSE）（见参考文献［OsNA05］）：它代表了计算复杂度和性能之间的折中，它与最佳迭代和非迭代多用户方案进行了比较。

仿真结果已经得到，假设条件是：QPSK 调制，OVSF 扩频码，gold 干扰码（对每根发射天线都不同），L 径瑞利慢衰落信道，每个子信道独立的解析路径，最大时延扩展等于扩频因子，两根发射天线和两根接收天线，n 个活跃用户，帧长度等于 260 个信息位（130 个 QPSK 调制符号）和在接收端完善的信道状态信息。

所提出的接收机在高负荷系统中受到 ISI、MAI 和内部天线干扰的影响，如图 3.37 所示。当活动用户数增大，SO-MMSE 的性能高度退化，并且最佳接收机的性能比较好。但是，复杂度与发射天线的数量，用户和迭代的数量呈线性关系，并且它始终优于传统的非迭代单用户 MMSE 接收机，并十分接近传统的非迭代多用户 MMSE 检测器。

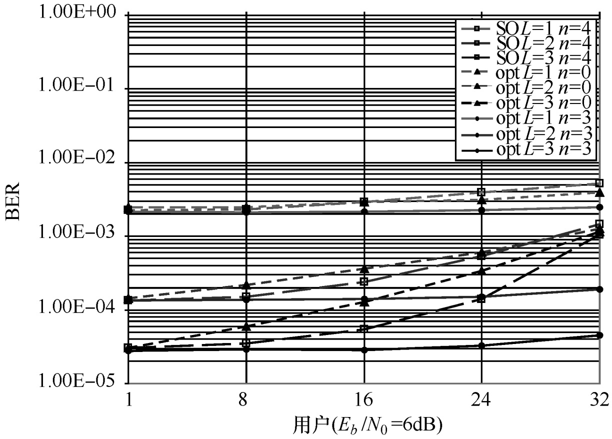


图 3.37　不同数量的用户和路径参数为双天线 16 个状态 STTC，$E_b/N_0=6\text{dB}$，$N_S=32$ 和 $n_R=2$，最佳迭代多用户 MMSE 和非迭代最佳 MUD 和 SO-MMSE 之间的性能比较

3.5.3　基于空间分集的 MC-CDMA 多用户检测

为了提高 MC-CDMA 系统的性能或提高上行链路容量，可以使用空间分集。在本节中基于下行链路和上行链路情况，一些 MUD 解决方案被提出。

1. 下行链路

至于下行链路方面，我们可以运用发射天线阵列的联合传输原理，来提高系统的可能的负载。MC-CDMA 系统用户容量主要由 MAI 限制，而 MAI 主要是由于不同用户共享同一个子载波产生的。为了避免在 MT 的干扰，天线阵列运用于 BS，并通过联合空频发射过滤（Space Frequency Transmit Filtering，SFTF）来抑制干扰。在参考文献［SaMo03］中，假设考虑 BS 的信道的状态信息和两个 SFTF 标准：单用户最大率传输

(Maximum Ratio Transmission, MRT) 和多用户的最大信号干扰加噪声比 (Maximum Signal to Interference plus Noise Ratio, MSINR)。第二种方式试图通过对发射功率的限制来尽量减少 MAI。如果对所有的 MT，最大化信号干扰比太复杂，同样的短时傅里叶变换 (Short-Time Fourier Transform, STFT) 可以适用于所有用户。这样，我们允许在 MT 中使用简单检测方法。此外，我们可以通过再分配正交扩频码来提高用户容量，从而有效地结合 CDMA 和 SDMA。作为一个简单的方法，当活动用户数超过传播因子的时候，我们重新使用传播码，而不考虑用户信号的空间特征。但是，为了减少具有相同的扩频码和类似的空间特征的 MT 之间的干扰，在扩频码的头部，不同的随机扰码在 OFDM 调制之前应用。图 3.38 显示了通过 M 根天线的和在类似 HIPERLAN/2 的方案中扩展因子是 8 的编码重新分配的 SFTF 可以增加系统容量。为了便于比较，单一天线单用户的 MC-CDMA 系统的性能 (等增益合并 (Equal Gain Combining, EGC)) 或最佳线性多用户检测被绘制。对于给定的发射功率，我们证明了多用户 MSINR SFTF 方法基本上允许系统负载乘以发射天线的数量 M 。

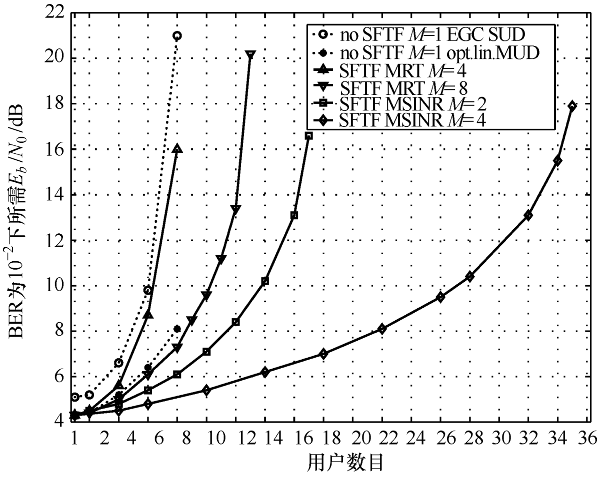


图 3.38 基于 STFT 和 联合 CDMA/SDMA 的容量增加

为了进一步改善集中式网络，可以在基站处采用若干根天线。在参考文献 [WeMe03] 和 [WeMe04b] 中为联合传输提出了几种线性技术，并和非线性方案进行比较。如果发送匹配滤波方法最大化单个数据信号的能量效率，它就会导致一个重要的 MAI。发送迫零可以抑制 MAI，但由此产生的能量效率很低。部分迫零可以减少某些选定的符号之间的 MAI，而且这是前两个办法的折中。最终，提出一个新型的非线性方案，它有显著的性能增益。这些技术在 3.4 节已详细介绍。

在参考文献 [TQMJ02] 中多天线也被应用在移动终端，并且实现了联合传输。调制矩阵的选择是为了用最小化发射功率来减小小区间 MAI。应用无线信道的空时本征信号可以对能量转移进行优化。

2. 上行链路

(1) OFDM 传输的多用户检测

在参考文献［ReCF03］中提出了适用于非扩频调制MUD的方案。其中遇到的问题是，当多个用户同时传送到接入点时，低成本本振会造成频率亏损。频率的亏损大大降低了SISO系统的性能。

该算法是调整为适用于频率亏损情况下的MMSE MUD。这种调整的关键是，在发射端，根据发射机的不同，在不同的频率做离散傅里叶逆变换。然后，在接收信号的数学表达式中有明显的频率偏移，并且考虑到这些频移，可以得出MMSE准则。这使得系统能够在OFDM传输中使用多用户检测，即使是在频率下降存在时。

在HIPERLAN/2的条件下对多用户检测器性能进行了评价。在第一个方法中，两个用户发送到两根天线的一个接入点。模拟结果包括信道估计，显示该系统接收机对频率偏移不敏感，而达到的性能类似于在瑞利衰落条件SISO系统的性能情况。然而，试图使用更少子载波来减少MMSE接收机的复杂度，由于频率减少造成的退化出现，这就需要更多更准确的接收机。

（2）使用非二进制LDPC码的分层集群/用户检测

在参考文献［GoCG05］中提出了一个新的联合MC-CDMA和LDPC码的MUD方案。用户被分为集群。在集群中不同的用户共享相同的扩频码。各个集群由不同的扩频码确定。译码的原理如下：

1）集群信号解扩；

2）噪声和多址干扰功率估计；

3）由于LDPC码在集群中联合检测执行；

4）实现干扰抵消器（PIC接收机原理）。

该方案有很多优点。扩频序列的数量不再限制用户数，并且不管是集群数或是集群用户数，传输方案均保持一致。与传统的接收机相比，使用Galois（GF）（q）的LDPC码和PIC接收机结构结合可以带来更好的接收性能，因为非二进制代码比二进制具有更好的性能。然而，最好的编码不是建立在更高的Galois域，在检测性能和Galois域序列之间也不存在简单的联系。图3.39显示了3个用户群的联合检测性能。GF（4）码获得

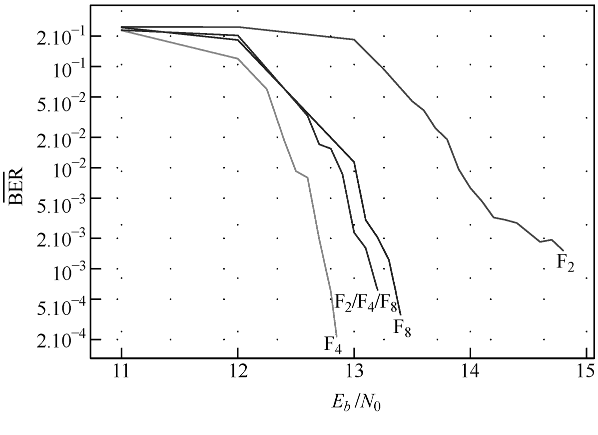


图3.39　3个功率相等的用户的联合检测

的性能最佳。当用户在不同的Galois域存在码的特殊情况并不能改善系统的性能。

在基于MC-CDMA的上行链路传输中，拟议的方法可以避免失去码的正交性。PIC与联合检测的结合可以使性能大大改善，而发射机的复杂度却没有增加。

3.6　链路自适应和速率自适应系统

3.6.1　链路自适应介绍

对于单链路和多用户系统，链路自适应是根据不同无线信道在时间和空间发现接近最优容量的先决条件。它的原理是使全局输出（频谱有效性）、能量和其他可能的传输参数动态地适应未知信道的状态，来尽可能地接近各态历经的信道容量，同时符合一些给定的设计质量限制。这样就可以避免在非自适应系统所出现的“最差”传输方案，而这种非自适应系统基本上只可以发现理论上的可用性能的一部分。然而，我们多少需要一些从接收端到发送端的反馈机制来在发送端产生自适应。

在一个典型的自适应方案中，接收端估计信道状态，并且通过反馈回路将获得的CSI返回给发送端。在平坦性衰落信道中，反馈的CSI是说明亚信道的瞬时信噪比的主要指标。

最终，发送端用CSI来更新传输参数，诸如调制星座图、错误控制编码和传输能量来适应瞬时信道特性。这些参数整体上被称之为发送端模式，如图3.40所示。这里，n是指发送端所使用的指数，也就是说信道处在状态n，与信道信号信噪比（CSNR）的第n个子信道相对应。

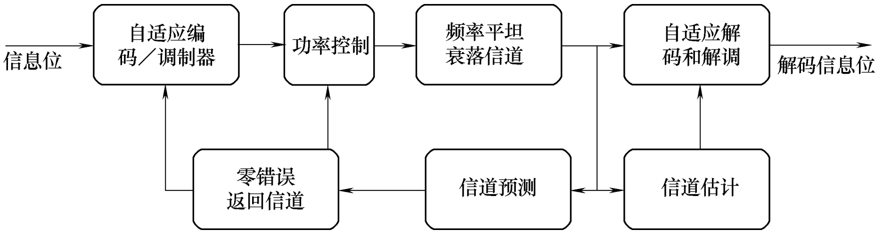


图3.40　链路自适应方案的通用框图

例如一个发射机设置的选择，需要服从已选的目标BER和平均传输功率限制，以便发送端尝试以瞬时可能的最高频谱利用率传输信息。同时可以用PER来代替BER。因此，为了获得更高的CSNR，发送端将会选择具有最高频谱利用率的传输模式。鉴于它会随信道性能恶化而降低信道频谱利用率，根据手边的应用，其他的设计标准也是可行的。

链路自适性概念的提出至少要追溯到19世纪70年代初期。大多数的研究贡献详尽的概述要追溯到2002年（见参考文献［HaYW02］）。在1977年链路自适应有了信息理论基础，当Goldsmith和Varaiya指出对于一个具有平坦性衰落信道的信道性能是可以通过一定的自适应方案完成的，这些方案中传输速率和能量是连续的并瞬时适应信道状态

的变化，并假设发送端完全知道信道的状态（见参考文献［GoVa97］）。实际的链路自适应包含离散的速率和离散的能量来近似这种理想的和实际中不可能实现的性能方案。可以这样说，自适应的优势、设计选择和可用程度以及链路自适应技术的实际局限性已经被很好地被认知了，并且这些技术正逐渐地被写入几个即将问世的无线通信标准中。在接下来的章节中，我们可以看到链路自适应也可以用于其他的诸如 MIMO 和 OFDM 的状态信息无线技术中。

3.6.2 非理想信道状态信息带来的影响

在 COST 273 中，对带有非理想 CSI 的平坦性衰落 ACM 系统进行了分析研究。然而，这些 ACM 也可被应用于多载波调制（OFDM）所用的频率选择性信道中，只要每个子信道在多载波方案中可以很好地模拟成平坦衰落。

这里我们的重点在于只有信道编码和调制星座（共同称为编解码器）是动态适应信道条件的 ACM 方案。发射功率始终保持恒定。在这样的速率自适应系统中，变送器可以选择多种编解码器，以使频谱效率（Spectral Efficiency，SE）适应 CSNR 的变化。在自适应系统中发射机和接收机要求 CSI 可用，假设从接收机传送到一个单独的回传信道。

先前已进行了理想化条件下的速率自适应系统的理论性能分析，如回传通道零延时、无噪声回传信道和完美信道估计。然而，除非正向和回传信道是交互的，在 TDD 系统中，将有非零返回通道延迟，并且 CSI 必须被预测。在以后的传输中得到从收到的频道上的符号中提取的衰落过程的传输信息。而适应的系统的性能则取决于以下几个因素：流动性（终端速度）、预测方法和（如果是使用线性预测）滤波器阶数，在接收机中关于衰落处理的可用的信息，回传信道的延迟和错误。

在参考文献［JØHH03］中，呈现了瑞利平坦衰落信道的完整的 ACM 系统的计算机模拟结果。这项工作的目的是通过模拟手段确认理论分析，在确定实际条件下，在理论分析过程中，进行一般的简化假设。从链路自适应和速率自适应分组码信道编码称为 Gallager 代码（或低密度校验码（见参考文献［Gall63］），5 个信道编码用作分量码。编码信息应用灰度映射调制到 M-QAM 调制或 M-PSK 的星座上。进一步描述模拟编解码的参数，详见参考文献［JØHH03］。

系统采用导频辅助调制（Pilot Symbol Assisted Modulation，PSAM）（见参考文献［Cave91］）提供接收机和发射机的衰落包络信息。根据已知的衰落相关特性的假设，使用线性信道预测和估计。预测器和估计器滤波系数在 MAP（最大后验）下是最优的。

该发射机的相关 CSI 是选定衰落地区的索引。接收机在每个接收块的 220 信道符号之后预测将来的 CSI，其中每个的第 11 符号是一个导频符号。接收机预测和发射机更新之间的延误被称为预测滞后。由于所采用的 ACM 方案的 Gallager 编码的块结构，更新两个连续传输块之间所使用的编解码器是唯一可行的。这样，在系统分析的一个基本假设是，衰落是缓慢的，足以使同一个传输块在相同的衰落区域。

预测之后衰落区域的指数从接收机传送到发射机。回传信道假设是没有错误的，只有在接收机端已知的传输延迟。当 CSI 信息发生变化时，发射机和接收机进行编解码器

的更新，以最大限度地提高受 BER 约束的瞬时频谱效率。

对上述系统进行了评估，通过分析和在瑞利衰落信道中模拟基于 HIPERLAN/2-type 系统参数，中度（步行速度）移动速度。使用的编解码器的开关阈值是为完美的 CSI 设计的，这意味着在非常低的平均 CSNR 和/或长的反馈时延时，这个系统不能够实现误码率要求。这可以通过仿真来证实，一般来说，只要考虑步速、BER 性能、平均频谱效率（Average Spectral Efficiency，ASE），以及实际的和预测的衰落之间的测量相关性，理论预测和仿真结果之间的一致性是很好的。这意味着，作出在一个符号间隔内整个块在同样的衰落区间中的简化假设在这样的速度下是有效的。以 1m/s 的速度，模拟和理论的 ASE 之间的比较如图 3.41 所示。但是，在更高速度下的简化假设不再是正确的，仿真结果开始偏离了理论预测。

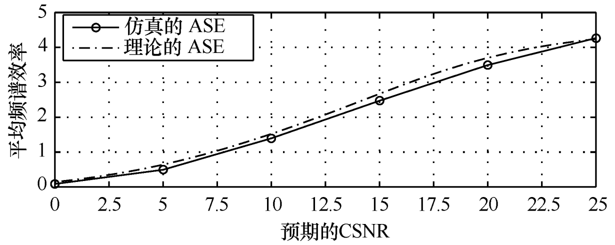


图 3.41　在移动速度为 1m/s 时对于适应性 Gallager 编码调制系统，模拟的和理论的 ASE 的比较

在另一个文献［ØiHH04］中，单个频谱效率为 1bit/s/Hz，5bit/s/Hz，…，8.5bit/s/Hz 的 8 个基于 QAM 四维的一系列网格码被用来代替 Gallager 编码，并且在接收端具有完善的信道知识（即完美的相干检测）情况下假设是在平坦的瑞利衰落和每个子信道的导频辅助 MAP 优化预测下，对空间接收分集对 ACM 方案的影响进行了讨论。接收分集是通过使用 H 根接收天线的 MRC 获得的。在平均误码率和发射功率的限制下，Jakes 衰落相关简介的大量的例子给出了。

一个主要结论是，基于信道预测误差，适量的接收分集（结合 $H=2\sim4$ 根接收天线）也可以显著提高 ACM 方案的鲁棒性，使其能够实现在一个给定的误码率约束更广泛的范围 CSNR，与 SISO 系统相比，能为同一编解码器开关阈反馈时延提供没有任何损失的 ASE，（事实上，由于阵列增益接收分集提供了额外的 ASE 改善）。这是因为接收天线有效地稳定了信道（降低了深衰落的可能性），把瑞利衰落变为 Nakagami-H 信道。尽管如此，信道波动仍然是十分严重的，因为存在与链路自适应相关的重要的 ASE 增益。

ASE 和鲁棒性对信道预测误差和回传信道的延迟总是有固定的权衡，因为如果在不完美的 CSI 下要确保每个编码在足够低的误码率下，用于切换不同的发射方式的 CSNR 开关阈值必须增加。对于给定信道模型，这将意味着中断概率会更高，而低速率编码将更高概率地被应用，从而获得的 ASE 会减少参考文献［Jetl05］表明，最低 CSNR 阈值受到的影响是最严重的，这意味着，与好的平均信道条件相比，坏的平均信道条件（低预期 CSNR）下 ASE 下降更明显。这可以得到一个事实，当接收信号中有很多噪声

时，估计和预测信道是很难的。

然而，另一个文献（TD（05）009）表明，通过精心设计和优化系统参数选择，与不完美 CSI 相关的 ASE 损失不会过于严重。在参考文献［ØiHH04］中同一组 $N=8$ 的四维网格码仍然被使用，并与 MRC 合并的接收天线分集的一种实施手段结合在一起。此外，导频辅助 MAP 优化线性预测仍在被使用。此外，完美接收 CSI 的假设是宽松的，是由导频辅助 MAP 优化的线性信道估计的假设在接收端取代。在这种背景下，在瞬时误码率约束下，信息符号和导频符号之间的导频符号周期和发送功率分布（在平均发射功率的限制下）对最大化的 ASE 是最优的。

对一种未编码 SISO 系统（见参考文献［CaGi05］）应用之前的结论的结果表明通过此参数优化可以实现显著的增益。假设载波频率为 2GHz，信道带宽为 200MHz，移动速度为 30m/s，回传信道的延迟为 1ms（相当于 20% 的多普勒周期），一个数值的计算显示了（误码率 $<10^{-5}$）BER 约束在整个 CSNR 范围内被实现了，而 ASE 比遍历信道容量低约 3bit/s/Hz，并且与完美 CSI 方案相比，有约 1bit/s/Hz 的损失。多根接收天线的使用允许一个更长的导频周期，更小的功率分配给导频符号，在这种情况下这对 ASE 增益做出了贡献。

3.6.3 MIMO 链路自适应系统

最近很多的研究工作涉及了 MIMO 系统，评估同时在发射机和接收机的使用多个天线系统的利弊（见参考文献［CaEG02］，［FoGa98］，［Fosc96］，［FGVW99］，［TaSC98］，［Alam98］）。可用 CSI 的质量对传输信号的高效解码是至关重要的。在多数 MIMO 的论文中，假设 CSI 是只在接收机已知。然而，MIMO 系统容量的计算表明，如前面讨论的 SISO 和单输入多输出（Single Input Multiple Output，SIMO）系统，如果信道信息在发射机已知，系统的吞吐量会增加。在这种情况下，由其功率，调制和编码方案描述的每根发射天线的发射信号可以调整到估计或预测的信道条件下。选择发射和接收天线子集的 MIMO 系统，调整其编码和调制方案，或分配发射功率到自适应信道条件下，称为自适应变速的 MIMO（见参考文献［CaEG02］）系统。

欧洲合作科学和技术领域的处理链路自适应（COST）273 的主要研究，主要关注点对点的单用户通信系统物理层。对链接自适应 MIMO 系统存在的几种方法如下：

1）应用到 MIMO 本征模式传输方案中的链路自适应；

2）有源天线的选择和调整有源天线的编码调制方案；

3）使用空时分组码链路自适应；

4）在 MIMO OFDM 系统中的链路自适应。

由于实际的移动通信系统是多用户系统，一些研究工作也致力于多用户移动通信系统的链路自适应研究，研究不同的自适应资源分配技术来优化整个系统的吞吐量。

1. MIMO 本征模式传输方案的链路自适应

理论上具有最佳功率分配的 MIMO 本征模式传输方案（Eigenmode Transmission Scheme，EMTS）能够最大化系统容量（见参考文献［FoGa98］，［Tela99］）。MIMO 本征模式传输方案在接收机和发射机分别使用左右特征向量矩阵。在理论上 EMTS 优于其

他 MIMO 系统，此外它可以很容易地和自适应编码结合并且它的调节机制区别于单输入单输出系统的调制原则，比如调整个别发射天线的发射功率和编码调制方案，以及新的空间自适应技术，比如选择可靠的本征模集的适应技术，结合两个或两个以上本征模，传送和分配可用的发射天线之间的功率。

使 MIMO 系统适应信道条件的一个简单方法是通过分配可用的发射机功率来达到最高的系统吞吐量。MIMO 系统的容量已经被计算，在空间域使用注水算法获得最佳功率分配。但是，也存在一些限制，这使得通过标准注水方式来实现功率分配不实际。具有无限多的功率级的标准注水算法，在回传信道中需要有大量数据。因此，引入离散功率分配，从而在一方面降低了回传信道中的数据量，另一方面减少系统的性能。一个真正的 MIMO 系统必须考虑的其他约束是在每一个征模式中有限的最大功率，以及通信系统中传输的可用功率总量。

在参考文献［Fise04］中理论的分析和仿真结果中，对离散功率分配在一个平坦的块 MIMO 信道的性能进行了研究，发现在每个本征模式 $L=4$ 能级的通信系统对小数量的发射和接收天线的 MIMO 系统的不显著性能的降低已经足够，$N_T \leq 4$。发射和接收天线数量的增加意味着一个较高的数量的离散功率水平是必需的。

正如以上提到的，在真正的传输系统中，总功率可用，并且每个 RF 频放大器的最大功率存在。总瞬时峰值功率的影响（定义为所有发射天线的瞬时功率总和），每根发射天线上最大瞬时功率的中断概率如图 3.42 所示（见参考文献［FiSy03］）。参数 K 定义为每个别征模式最大允许功率和总峰值能量之间的可用率。预期离散的参数 K 下降导致 MIMO 系统性能下降。

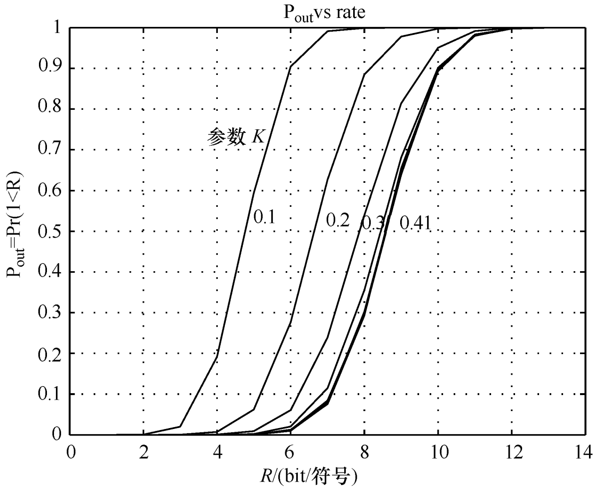


图 3.42　有能量约束的 MIMO 系统的中断概率（$N_T=N_R=3$，SNR = 10）

假设一个准静态平坦衰落信道和一个 MIMO 征模式传输方案，本征模式可分为可靠的子信道，其中对服务质量（Quality of Service，QoS）参数的特定要求可以得到保证，和不可靠的子信道，其中一定 QoS 要求不能得到满足。两个关于如何使用可靠和不可靠的子信道来实现所需的服务质量的方法在参考文献［JaKP04］提出，例如，保持系统

的 BER 低于某一目标值。在基本数据映射策略中没有数据是在不可靠的子信道中传输，而在可靠的子信道中，编码和调制方案是动态适应瞬时信道条件。相同的信号传输在一个可靠的子信道和一个或多个不可靠的子信道，采用高阶信道映射策略。在接收端，可靠和不可靠的子信道相结合，运用相同的功率或最大比值梳理。当没有可靠的信道可用时，相同的信号在两个或两个以上不可靠的子信道上传输，来建立与所要求的 QoS 整体可靠的通信联系。模拟结果显示，其中 M-QAM 调制方案用来进行数据传输，显示在高信噪比基本信道映射策略与高阶的并没有显著的不同，而在低信噪比时，只有高阶的信道映射策略将保证通信链路的整体配套误码率低于目标值。

如前所述它已在文献中被证明，最佳的功率分配和自适应的 MIMO 传输系统的本征模式编码/调制方案的选择可以最大限度地提高系统容量。然而，在实际执行中出现许多问题。一些主要的问题是：

1）非线性高功率放大器；

2）信道估计（预测）；

3）定时恢复；

4）功率和调制方案适应算法；

5）准确的回传信道。

一个 MIMO 自适应特征模态传输方案的实施是为了研究典型的非线性的可视办公环境，并量化理论与实践（见参考文献［SaTA04］）之间的差距。如果在 4 根传输和接收天线的 MIMO 系统中，没有功率和调制适应化（Power and Modulation Adaptation，PMA）修改的算法被实现，实验结果与通过实施时间和信道估计（Time and Channel Estimation，TCE）的相应 MIMO 系统仿真得到的结果基本一致，有 1~2dB 差异。仿真结果与实测有 1~2dB 差异的主要原因是由于信道变化缓慢。通过比较完美的 TCE 和测量结果，证明了对没有 PMA 的 MIMO 系统实施 TCE 算法性能优良性。所示的调制方案为 QPSK；但是，类似的结果可在 16-QAM 信号中得到。

PMA 算法分配功率，为每个特征模态选择调制方案来最大化系统吞吐量。现在，无论是 16-QAM 调制、QPSK 调制，或 BPSK 可以传输在每个本征模式。模拟结果显示绘于图 3.43，表明测量有 PMA 的 MIMO 系统的吞吐量实际上比没有 PAM 的更恶化。这凸显了实施 PMA 时的问题和困难的冲突：非线性高功率放大器，有缺陷的定时恢复，错误的信道估计，功率和调制方案分配算法，对 PMA 和反馈误差线性的离散调制。

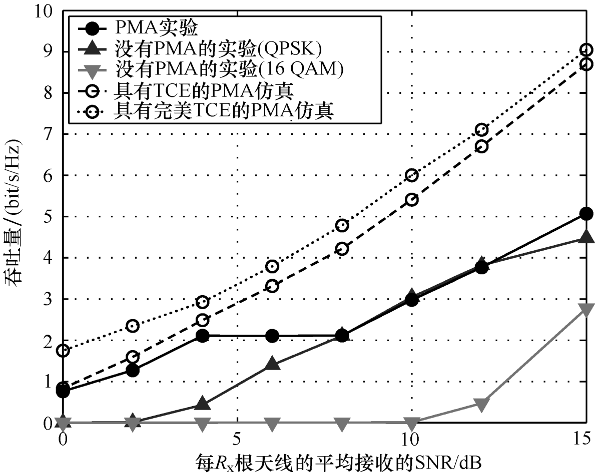


图 3.43　EMTS 的 MIMO 的吞吐量性能

非线性高功率放大器可具有高功率放大器工作点。尽管时间和信道估算法对没有 PMA 的 MIMO 系统是足够准确的，与 PMA 系统相比需要一个更精确的算法。对 CSI 的错误评估此外还有本征模之间的干扰，导致错误的编码/调制方案和错误的功率分配。然而，功率分配算法不是最优的。因为信道模型有缺陷，在未来实施中应考虑噪声的增加。离散调制方案可通过连续功率分配来补偿。由于在测量环境中所固有的多普勒频移，系统的吞吐量也显著降低。所有上述效果必须包括在未来的 PMA 的算法设计中，以获得更好的自适应 MIMO 系统性能。

2. 有源天线选择和编码/调制方案调整方法

早期的方法，主要是从理论角度研究自适应 MIMO 系统，研究结果表示固有模型的链路自适应能够最大限度地发挥理论的系统吞吐量。但是，具体实现问题中，信道状态信息的错误估计，高功率放大器的高信号峰均功率比，以及射频链的实施的成本显著降低了测量系统的吞吐量。MIMO 系统中的链路自适应另一种方法是调整传输模式，即编码和调制方法及每根发射天线的功率。在这种情况下，对 CSI 误差和非线性系统的灵敏度失真较低。该方法可结合考虑 MIMO 系统的实施成本，这里的射频链，由 D-A 转换器、低噪声放大器和下变频器组成，是成本开销的主要因素。该系统的成本可通过应用混合选择方案来降低，其中的 N 个天线的 L 个最佳输出用于 MIMO 信号的发送或接收。

一种简单但有效的算法，它决定了发射观测活动在检测自身产生的噪声天线的设置，并调整每个选定的天线编码调制方案的瞬时信道条件，在参考文献［PlJK05］，［JaPK04］中提出。该算法输入的是信道矩阵的估计和预测。利用信道矩阵奇异值分解。计算每根发射天线自身产生的噪声，如果目标误码率不能由最弱的天线实现，天线被关闭并把现有的权力分配给有源天线。重复计算剩余天线信噪比过程。关掉最弱的天线，系统的分集增益提高，因此在有源天线自我产生的噪声大大降低。信噪比的增加可能使有源发送天线传输的信号以更有效的编码和调制方式传输。在使用递归算法寻找最佳的调制方案的全过程中，不断重复递归，被新的信道矩阵代替，直到所有的不可靠通道矩阵天线被关闭。当系统中的所有有源天线都可以实现目标误码率时，根据预先计算的门限分别为每一根天线确定一个编码/调制方案。另外一个优化循环可以用于最大限度地提高吞吐量系统。要注意的是该算法不是一个选择的传输机制的优化算法。该有源天线在发射端和传输模式最优的设置只可由一个通过穷举搜索所有可用的可能性来实现。这种穷举搜索算法很耗时，因此不宜采用。具有4根发送天线和4根接收天线的自适应 MIMO 传输系统的带宽效率，最优搜索算法和不附加吞吐量优化环的算法（见参考文献［PlJK05］）的目标 $BER=10^{-3}$，如图3.44所示。显示了本征模的 MIMO 传输系统和香农容量的 MIMO 吞吐量。

分析算法给出了迫零对 MIMO 检测误码率几乎恒定的观察信噪比范围。额外的带宽效率的通信优化循环模式选择算法提高了带宽高信噪比的效率，以及系统在信噪比范围内观察到的带宽效率与最优搜索算法没有明显的不同。同最佳自适应 EMTS 系统的吞吐量相比，由于非正交信道的使用，损失了20%的系统容量。

对零均值和标准差为参数的高斯过程的信道变化所造成的信道估计误差的影响也进行了分析。对 $\sigma=0.05$，仿真结果表明，所提出的自适应 MIMO 系统对迫零 MIMO 信号

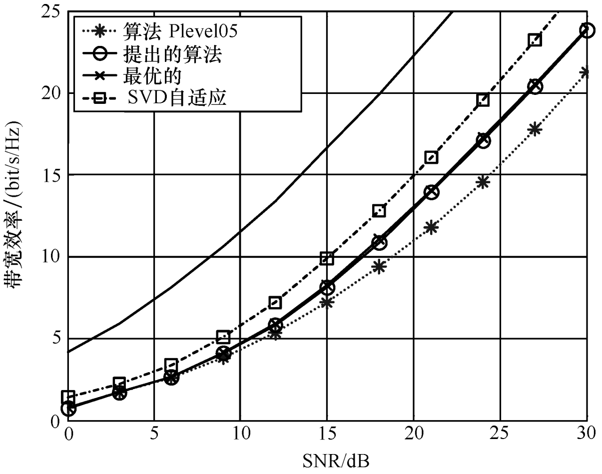


图 3.44　自适应 MIMO 系统的带宽效率（$N_T = N_R = 4$，目标 BER $= 10^{-3}$）

检测的模拟信道错误是不敏感的。不考虑发射和接收天线的数量和目标误码率的选择，一个微不足道的误码率被观察到。也可以看出，在较低的目标误码率下，一个 SISO 系统对信道变化更加敏感。

3. 应用空时链路自适应分组码

由于 Alamouti（见参考文献［Alam98］）的工作，若干空时分组码（Space-Time Block Code，STBC）已被设计，它们大多数假定 CSI 在发射机不可用。由于正交全速率设计为两根发射天线提供完整的星座符号的任意复杂分集，准正交设计已经提出了两根以上的发射天线。CSI 发射端的技术可以提高系统中断性能。一个简单的方法是通过合并具有在参考文献［BaRW03］和［BaRW04］中建议的 4 根以上的天线，两个或更多的扩展 Alamouti 空时编码系统来提高系统性能。两个系统被建议：一个是简单的，其中回传信道中的信息只代表一个比特位；另一个是扩展的，其中两个比特位是在回传信道中传输。根据通过回传信道接收到的信号，在第一种情况下，在两个预定义 STBC 之间的发射机转换，以及在第二种情况 4 个预定义的转换。预定义的空时分组码（STBC）被选中，使系统分集最大化，以减少误码率，提高了码的正交性。

在迫零接收机中，BER 作为 E_b/E_0的方程，如图 3.45 所示。仿真结果从 QPSK 信号和平坦衰落准静态 MIMO 信道中得到。一个由只提供一个信息位的反馈信道得到的 BER 显著改善，使发射机能在两个空时间之间转换，并选择具有较高分集的那个。第四个指令分集的最大化的实现是通过 4 个空时编码和通过回传信道发送两个比特位到传输端。

减少复杂度和 MIMO 系统的代价的第二个很有前途的技术，是信道自适应角度扩展（Angular Spread，AS）。在发射端，对 4 根发射天线，AS 和正交空时码的结合在参考文献［BaFW05］中被研究了。模拟结果在图 3.46 中呈现了，可用发射天线为 $4 \leqslant N_t \leqslant 7$ 和 $n_r = 1$，其中 4 根发射天线是根据最优的优化规则选择，也就是最大化 $h^2(1 - X^2)$。对于误码率为 10^{-3}，在无天线选择的情况下，与 $N_t = 4$ 相比，$N_t = 5$ 的编码增益约为 3dB。把可用发射天线数 N_t增加一个，编码增益提高约 1dB，图 3.46 显示了对可用的发

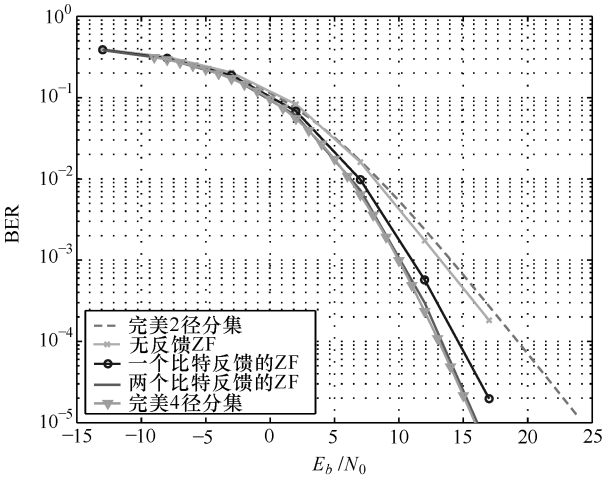


图 3.45 反馈迫零接收机的扩展 Alamouti 方案的 BER

射天线数 N_t的系统，其分集大幅度的增加。

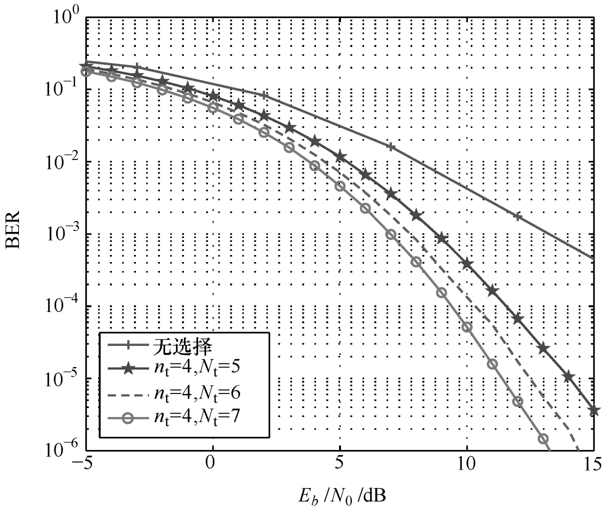


图 3.46 iid MIMO 信道中 $n_t=4$ 而 $5 \leqslant N_t \leqslant 7$ 发射天线选择

4. 多用户环境下链路自适应 MIMO 系统

在 MIMO 系统中自适应处理的大部分工作都是考虑单用户点对点通信。在移动通信系统中多用户通信更为常见，在多用户环境中资源分配策略对系统性能有重要影响。自适应发射功率，发射端有源天线数量，每个时隙速率分配，以及本身的时隙分配（用户调度）可能会显著增加 MIMO 系统的性能。

在发送端和接收端 V-BLAST 结构的多天线多用户无线 SDMA/TDMA 系统的不同的资源分配策略被提出（见参考文献［MaMT03］）。在单一的蜂窝系统的上行链路中，在

有组织的传输时隙和帧下，时隙、速率、功率的联合自适应性分配被提出。一个帧可以有固定的长度或可变长度。

3 种资源分配算法被提出，试图最大化每个时隙的数据包数量：

1）基于 T 的最大匹配：选择具有最大时隙预计吞吐量的时隙，归一化到时隙用户的数量上。

2）基于 T 的最佳匹配：选择具有最大时隙预计吞吐量增长的时隙，这个增长是由于新用户的分配。

3）基于 S 的最佳匹配：对每个时隙最小同一检测的 SINR，选择具有最大值的时隙。

对该算法的两个可能的版本进行了模拟：无约束和默认的。在无约束版本中的用户添加，直到所有资源被填补上，而在默认版本中新用户添加到预定义的阈值中。

发射功率和速率动态地分配到每根天线。自适应性速率是通过有源天线的选择来获得的。无源天线是被关闭的。通过为每根天线设置的功率得到功率分配，以实现每个用户同一检测信号的信噪比。

仿真结果表明，基于吞吐量估计的算法优于传统基于 SNR 的算法。速度和功率的自适应技术的结合，大大提高了系统性能。

3.6.4 OFDM 链路自适应系统

前面提到的平坦性衰落信道只针对窄带通信，而高速的通信需要宽带无线信道，并且一般是频率选择性衰落信道。一种将频率选择性衰落宽带无线信道变成与一簇平行的频率平坦性衰落的子信道的方法是 OFDM 技术。

1. 低复杂度和比特分配方案的 OFDM

传统的 OFDM 调制使用固定的星座图大小和对所有子信道按功率进行分配。如果接收端可以提供给发送端一个使用有稳固性的反馈信道的 CSI，采用比特/功率分配技术来改善全局输出的性能（见参考文献［Bing90］，［ChCB95］）。考虑应用于无线环境中比特分配技术（见参考文献［Czyl96］），必须注意信道估计效应和在其性能上的 CSI 更新速率（见参考文献［YeBC02］）。然而，基于注水模型的技术需要一个大的 CSI 反馈能耗，使它们只适用于静态信道或变化很慢的时变信道。

参考文献［Dard04a］，［Dard04b］提出并分析了一种非常简单的自适应比特分配技术来改善系统性能。在 N 个子信道中仅仅有 K 个最可靠的子信道，通过维持整体码元速率和传输能量不变的前提下，我们使用更高阶的调制来补偿子载波利用率的减少。与其他的位下载算法相比，在我们所选的子信道集中我们保持能量级和星座图大小不变，从而大量地降低调制器的硬件复杂度和信令能耗。最佳的 K 值（最优下载设置）是通过分析得出的，这种设置可以使非相关衰落信道模型的平均误码率降到最小。此外，仿真结果表明在相关衰落信道也可得到相同的结果。对于性能评价，我们从 IEEE 802.11a 物理层参数集中取一些系统参数（见参考文献［IEEE99a］）。在包传输和 RS（$n=112$，$k=56$，8bit/symbol）编码方案中我们假设信道是不变的。图 2.15 所示的误包率 P_{ep}与在 12Mbit/s 模式的信噪比 E_b/N_0作用相同（4-QAM）。

欧洲电信标准协会（European Telecommunications Standards Institute，ETSI）5GHz 带宽（典型的开放空间环境）“C”信道模型在参考文献［MeAS98］中讲到。在这种情况下，对 $K = N/2$（即更可靠的子信道和四进制星座大小的一半）有最佳分配的条件。例如，$P_{ep} = 0.01$，与参考的方案相比（$K = N$，没有负载），所获得的信噪比大约是 5 ~ 6dB，距最优 Campello 的算法（见参考文献［Camp98］）曲线的距离小于 2dB。与最优解决方案相比使用非常低的硬件复杂度，好的结果是可以实现的。这一技术的稳健性已在时变信道的非理想 CSI 更新中阐述了，包括一个更新时间，归一化的多普勒频移，其中 CSI 更新少于 0.1 没有很明显的降低系统的性能。

2. MIMO-OFDM 链路自适应系统

当一个 OFDM 方法应用于 MIMO 系统中的每一根传输天线和每一根接收天线时，频率选择性 MIMO 信道被转变成了有 N 个平坦性衰落 MIMO 信道的集合，在这里 N 是 OFDM 算法的 FFT 块的长度。通过映射信息位到天线和音阶的策略来获得空间和频率的分集是空间-频率编码。空间-频率编码与一个外部的编码器是绑定的。这些编码是我们所知的空间-时间-频率（Space Time Frequency，STF）编码。

在 MIMO-OFDM 系统链路自适应将在 3 个域内实施：时间、频率、空间。外部编码器将控制时间域的链路自适应。最常用的外部编码选择是交织编码、Trellis 编码和目前提出的 LDPC。基于逐个音阶，位和能量分配算法应用于频率域链路自适应，而内部的空间编码是用于空间域的链路自适应。空间-时间编码可被分为 3 组：如前面所讲的空间时间块编码、基于 MIMO 信道模式的空间时间编码、传输选择分集。

在文献［GBVM03］和［BGVC03］中，一个 2 × 2 的 MIMO-OFDM 系统的链路编码方案在不同的外部/内部编码选择以及在有/没有链路自适应的系统中被检测。我们看到在方案中，自适应性可很容易地完成对子载波模式调整星座图的尺寸/能量，通过与所选编码相独立的 SISO 信道的标准分配算法。结果进程不需要在信道模拟中使用奇异值分解（Singular Value Decomposition，SVD）技术，并包含一个与 MIMO 系统相同子信道的数量的 SISO-OFDM 系统的注水操作。因此，我们可以采用熟知的 SISO 多载波系统位/功率分配算法。考虑高性能的无线电大都市的区域网络（High Performance Radio Metropolitan Area Network，HIPERMAN）完善的倡议，我们进行了仿真。完美的 CSI 和不同的外码选择（64 个状态率 1/2 的二进制卷积码，LDPC 码率 1/2 和随机校验矩阵码）和内码（Alamouti 的正交空时分组码（见参考文献［Alam98］），符号预编码通过 SVD 和选择分集传输装置（Transmission Selection Diversity，TSD））。FFT 的顺序是 256，不同的发射-接收天线对相关的 SISO 信道，在统计上是等价的和独立的。大量结果表明，在缺少外部编码的情况下，在一个 2 × 2 MIMO-OFDM 系统中位分配可以通过在相同的速率时卸载系统操作带来一个小的优势。当采用外部编码，由于有限数量的星座组，位分配提供了一个可以忽略不计的能量增益。

文献［MuDa04］认为在比特交织编码调制（Bit-Interleaved Coded Modulation，BICM）OFDM 系统中，其中一个位选择理想迭代假设在交织编码后进行。发射端的 CSI 可用于自适应编码（Adaptive Coding，AC）和/或自适应比特分配（Adaptive Bit Loading，ABL）和/或自适应功率分配（Adaptive Power Loading，APL）。交错位被映射到一

组向量序列，每个包含由一个 OFDM 符号传达的编码比特。该位向量分成 N_{sc} 位元组，其中第 k 元组的大小为 m_k，$k=1$，…，N_{sc}，由 ABL 来选择，受传输速率约束。元组编码的灰度然后映射到复杂的信号上，其中在 APL 方案中第 k 个信号用第 k 个子载波能量的平方根 $\sqrt{e_k}$ 表示，受能量约束。由于前面的理想交织，元组编码比特假设是均匀分布，独立的。发射机的设计取决于给定的传输速率和功率的限制。最后，在一个离散傅里叶变换之后插入一个保护周期间隔，信号反馈到一个天线阵列的 N_{TX} 天线以及传输在频率选择性信道中，其中自适应前端结束于发射机和接收机的每个相应的空间特征最强模态的子载波信号。接收机采用了一个 DFT 迫零频域均衡器（Frequency-domain EQualiser，FEQ），一个硬判决去映射（Hard-Decision Demapping，HDD）分选 Viterbi 解码器，提供最后的位估计。与以软判决为基础的去映射设计相比，HDD 证明对在接收端降低复杂度和性能下降之间是良好的折中。在参考文献［CaTB98］中，采用引入 BICM 系统中的等效二进制对称信道（Binary Symmetric Channel，BSC）的模型，确切位编码的错误概率（Bit Error Probability，BEP）可以在平行独立的二进制输入信道中被计算，平均 BEP P_b 结果得出了，就像在参考文献［HuDa03］和［MuDH03］中显示的。由于在非记忆的 BSC 中编码传输的 BEP 降低信道转移概率，随后装载程序是基于最小化 P_b w. r. t. m_k 和 e_k。由于 ABL，大（或者小）的子信道的增益采用高（或者更低）的调制（见参考文献［MDHF03］）。只要 e_k 的值已经找到，提供 e_k 的值，APL 可以通过兰伯特的 W-函数得到（见考文献［MuDH03］，［MuDa04］）。

对于从 ABL 和 APL 仿真获得的误码率，假设一个瑞利分布的非相关散射信道系数（见参考文献［Hunz02］）。$N_{sc} >> 1$ 的 BICM-OFDM 的方案被应用，采用编码率为 1/2 卷积码用发生器 133_{oct} 和 171_{oct}。使用随机数量的发生器，为含有 20 符号的 OFDM 符号生成新的信道和比特交织排列。可获得的性能提升如图 3.47 所示。这个图显示了在解码输出端的平均 BER，对统一能量分配（Uniform Power Loading，UPL）、APL、ABL 和 ABL + APL 来说，其平均 BER 函数为 $\overline{\text{BER}}$，其中在 SISO 和 $N_{TX} \times N_{RX}$-MIMO 系统中

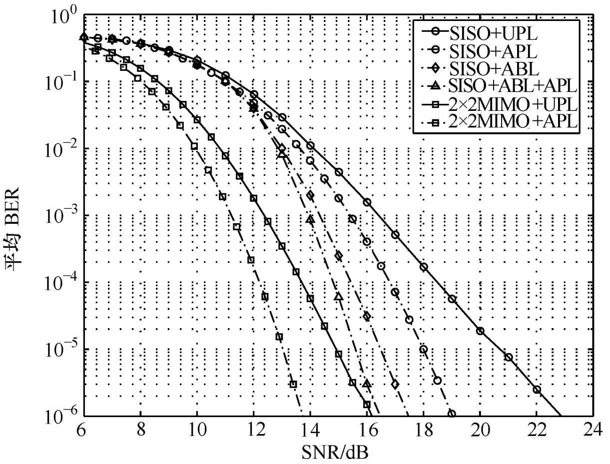


图 3.47 对 SISO 和 2×2-MIMO 系统 BICM-OFDM 使用不同的自适应方案时的平均 BER

考虑不同的 N_{TX} 和 N_{RX}。对于平均 BER 为 10^{-6}，在 ABL SISO 系统中最大的关系增益增加5.5dB，在 ABL + APL 的方案中可以进一步提高。MIMO 系统可用于平均 SNR 进一步减少，其中由于天线数的减少，关系增益也减少。进一步的改进可从自适应编码考虑（见参考文献［MuDD04］），以一个较高的整体系统的复杂度为代价。

3.6.5　当前和未来无线标准下的链路自适应

在本节中，在一些现代的无线通信系统标准中，对链路自适应技术的地位和使用进行介绍。

1. UMTS-HSDPA

UMTS 标准第 5 版中的主要新观念是高速下行链路分组接入（High Speed Dowmlink Packet Access，HSDPA）信道。它提供了以数据包流为导向的下行链路来互动，高数据传输速率交互后台服务。HSDPA 是为了使用尽可能多的现有的 UMTS 功能和并主要打算尽可能以城市/室内场景和中低用户的速度为主。在同时使用多种编码和自适应调制编码（Adaptive Modulation and Coding，AMC）允许 14Mbit/s 的峰值数据传输速率。此外，快速调度和快速混合自动重复请求（Hybrid Automatic Repeat reQuest，HARQ）用在参考文献［DöMR02］中。

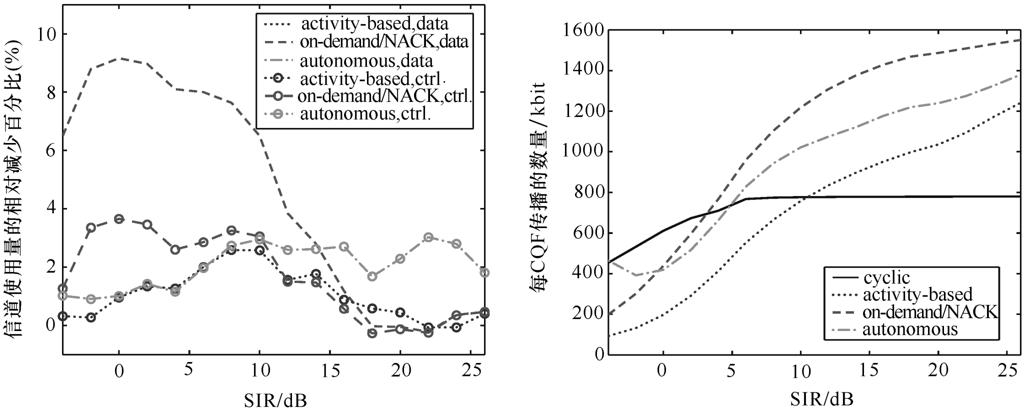
不同的 HARQ 技术的一个简单的、向下兼容的、多功能的实施，像 Chase 合并，局部与全部 IR，通过两级速率匹配算法完成（见参考文献［DöMR02］）。与 Chase 合并相比，IR 提供的增益，伴随着码率而增加。全部 IR 优于局部的 IR，其码率与局部 IR 相比增加了 1/2。对于 16-QAM，进一步的性能增益是通过映射位系统到高可靠比特位置以及重传后均衡位可靠性（见参考文献［DöGS03］）。

在 HSDPA 中，调制（QPSK，16-QAM）和码率（$R=0.25\cdots0.98$）可能每 2ms 会发生一次变化。对于链路自适应信道质量反馈（Channel Quality Feedback，CQF）是必需的。用户终端报告了 AMC 的最高水平，根据当前的信道条件和其具体接收性能，它能够以帧平均误差率为 10% 进行解码。在业务系统中，由于测量不准确、有限信号带宽、延迟和解码错误等，这个 CQF 是错误的。随着越来越多的链路自适应错误，HARQ 变得越来越重要，与 Chase 合并相比，IR 可以提供从 5% ~20% 的额外吞吐量（见参考文献［DöMR02］）。在信道质量反馈中允许的误差是根据 AMC 层次来分别划分的。在 AWGN 信道中，具有 1dB 间隔尺寸在 CQF 信号对反馈误差是 0.3dB 或以上的系统是足够的（TD（03）009）。

CQF 方案，考虑到面向分组的突发数据，可以提供比简单的定期抽样的信道更高的效率。按照第三代合作伙伴计划（3GPP）技术规范组（Technical Specification Group，TSG）无线接入网络（Radio Access Network，RAN）1 仿真假设为 Vehicular A 信道模型（见参考文献［3GPP01］），而用户速度为 30km/h，进行了调查研究。

参考文献［3GPP01］中 的 HSDPA 的传输模式包括传输突发性数据的影响，例如现实建模的数据包和数据包调用的大小，以及数据包间隔时间。此外，在应答（ACK）/延误确认（NACK）传输和 CQF 报告已详细考虑（见参考文献［DöRM04］）。图 3.48a 比较了在相同的吞吐量和延迟性能时，下行链路数据和控制信道的利用。基于活动的 CQF 方案只是增加数据传输过程中的反馈率，而当数据包没有被破译，需求/基于确认的反馈允许发

射机所要求的专用的 CQF 和发送更多的 CQF。当前信道条件偏离先前所给的值时，自治区 CQF 型方案发送一个反馈（见参考文献［DöRM04］）。在被研究的方案中，需求/延误确认 CQF 提供了上行链路和下行链路最高的效率。它允许在阅读时间中减少周期性 CQF 采样率和在数据信道中以智能的方式增加 CQF 速率，即它也避免了数据传输过程中过度 CQF。在保持相同数据吞吐量和延迟性能，它减少了 9% 的下行链路信道的使用，因此提供更高的系统容量。此外，通过减少每个传输位整体 CQF 的反馈（见图 3.48b），它在 MT 端保存了稀缺能量，减少由于上行链路控制信道所造成的干扰（见参考文献［DöRM04］）。



a)与循环CQF相比，HSDPA下行链路信道使用的减少　　b)CQF的效率

图 3.48　由于有效的信道质量反馈 HSDPA 性能的增加

为了获得最大的信干比（Signal-to-Interference Ratio，SIR）的调度和理想信道质量反馈，HSDPA 技术扇区吞吐量从 2.3Mbit/s 增加到 650Mbit/s，活跃用户从 1 增加到 50（TD（03）009），多用户分集在 HSDPA 中有巨大潜力。

2. 无线局域网

在无线局域网中链路自适应已经在标准化初期就开始使用了。第一个 IEEE 802.11 无线局域网标准在 2.4 GHz 频段定义了两个物理层传输速率，分别为 1Mbit/s 和 2Mbit/s（见参考文献［IEEE99d］）。当时的许多产品提供了一个额外的专用的 5.5Mbit/s 的传输速率。考虑 IEEE 802.11b 和 IEEE 802.11g（见参考文献［IEEE99b，IEEE99c］），介于 11Mbit/s 和 54Mbit/s 之间更高的传输速率已经标准化，作为现有的 2.4 GHz 直接序列扩频（Direct Sequence Spread Spectrum，DSSS）调制方案的拓展。IEEE 802.11a 物理层定义是从支持位置面积（Location Area，LA）以 8 个区域开始的（见参考文献［IEEE99a］）。HIPERLAN 类型 2（H2）的标准（见参考文献［ETSI01］）定义了 7 个传输速率，和 IEEE 802.11a 标准非常相似。

所有标准文档为 LA 描述不同的调制和信道编码方案，但没有标准定义准则，甚至没有一个机制在一个特定情况下来选择正确的传输速率。这是专门留给实现者来决定的。与语音网络不同，在数据网络中对好的和坏的状态的判断准则不给予固定的封包错误率，而是通过更高层的吞吐量。因此，在 WLAN 系统中 LA 的性能研究并不仅限于物理层，而是

考虑物理层并结合介质访问控制（Medium Access Control，MAC）和ARQ协议。

在IEEE 802.11网络中，大量的关于LA方案的有趣出版物已经出版，如参考文献［QiCS02］，［CiSh02］，［WuHYJ01］，［QCJS03］。大多数方案都基于先前的PIR的知识和某些SIR的吞吐量，所以它们依靠传输速率的选择来达到最大吞吐量。但是，它们都不包含数学证明或性能分析，但所有的以实验为基础的方案，都是用计算机仿真方法来研究的。

在HIPERLAN类型2中，LA的研究是基于PIR对SIR的结果（见参考文献［KSWW99］，［KMST00］）。IEEE 802.11a和H2物理层性能的比较可以在参考文献［DABN03］中找到。就物理层来说，早期以实验为基础的方案H2，MAC和ARQ在参考文献［LiMT00］和［SiBa01］中都有描述。在H2的网络中，对于LA的详细研究，读者可以参考本书第8.6节。

更高层协议的往往非常简单，并与OFDM技术中的瑞利衰落的影响相结合，就像在参考文献［LaRZ02］中解释的。在OFDM系统中瑞利衰落，在好的情况下，可能导致平坦衰落，在不好的情况下，导致频率选择性衰落的结果，从而使大量的子载波完全无法使用。因此，比特或数据包错误率并不仅仅取决于SIR，也取决于当前信道的传输函数。给定SIR和信道传输函数，估计PER的一个可能的解决方案已在参考文献［LGRZ03］中提出。

3. 蓝牙

蓝牙（BlueTooth，BT），也称为IEEE 802.15.1（见参考文献［Blue99］），是一种新兴技术，用于给无线电连接提供MT、打印机、耳机和其他个人设备。BT模式是基于微网的概念，其中一个设备起着主导作用，而几个终端由它控制。

BT规范定义在物理层和无线链路层，基于RF和基带层的协议栈的集合。6种不同的数据包类型在基带被定义，它们有不同的有效载荷大小和编码保护。原则上，不同的报文类型可以用在每个有主从关系的链路中；不过，BT规范没有给出每个主从链路应该如何选择正确的报文类型。

LA是一个众所周知的技术，在协议栈中提供垂直整合：在这种情况下，它可以包括选择正确包类型（即有效载荷的大小和信道编码方案），作为接收到的功率的平均值的一个函数。

文献［PaCV02］和［PaTV03］表明，选择正确的数据包类型，可以提供整体吞吐量方面的优势。性能评估是在参考场景中通过一个简单的分析模型实现的，这也与通过射线追踪工具取得的一些成果相融合，来描述现实情景中的（约600m^2的办公环境）传播信道。得到的结果在有LA和没有LA时进行了比较。它们表明，基于信道状态的知识来正确地选择在每个链路中采用的数据包类型的情况下，性能可以得到显著改善。

参考文献

[3GPP01] 3GPP. Physical Layer Aspects of UTRA High Speed Downlink Packet Access. 3GPP, 2001.

[Alam98] S. M. Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 16(8):1451–1458, Oct. 1998.

[BaBu04] D. Bajic and A. Burr. A simple suboptimal integer code. In *Proc. ISITA 2004 - IEEE Int. Symp. on Information Theory and its Applications*, Parma, Italy, Oct. 2004. [Also available as TD(03)080].

[BaFW05] B. Badic, P. Fuxjaeger, and H. Weinrichter. Optimization of coded MIMO - transmission with antenna selection. In *Proc. VTC 2005 Spring - IEEE 61st Vehicular Technology Conf.*, Stockholm, Sweden, May to be published 2005. [Also available as TD(05)003].

[Baji04] D. Bajic. On survival probability of alignment sequences. In *Proc. ISITA 2004 - IEEE Int. Symp. on Information Theory and its Applications*, Parma, Italy, Oct. 2004.

[BaNa04] D. Bajic and M. Narandzic. Häberle's acquisition curves revisited: Part II - averages. TD(04)184, COST 273, Duisburg, Germany, Sep. 2004.

[BaRW03] B. Badic, M. Rupp, and H. Weinrichter. Adaptive channel matched extended alamouti space-time code exploiting partial feedback. In *Proc. CIC 2003 - 8th Int. Conf. on Cellular and Intelligent Communications*, Seoul, Korea, Oct. 2003. [Also available as TD(04)102].

[BaRW04] B. Badic, M. Rupp, and H. Weinrichter. Adaptive channel matched extended alamouti space-time code exploiting partial feedback. *ETRI Electronics and Telecommunication Research Institute Journal*, 26(5):443–451, Oct. 2004. [Also available as TD(03)102].

[BaSD02] D. Bajic, V. Senk, and M. Despotovic. Subsets of the STM-1 frame alignment signal: a monitoring analysis. *IEE Proc. Commun.*, 149(5):242–248, Oct. 2002.

[BaSL03] D. Bajic, J. Stojanovic, and J. Lindner. Multiple window-sliding search. In *Proc. ISIT 2003 - IEEE Int. Symp. on Information Theory*, Yokohama, Japan, June 2003.

[BaSt03] D. Bajic and J. Stojanovic. Frame-alignment procedures for STM-1 frame. *IEE Proc. Commun.*, 150(1):37–44, Feb. 2003.

[BaSt04] D. Bajic and J. Stojanovic. Distributed sequences and search process. In *Proc. ICC 2004 - IEEE Int. Conf. Commun.*, Paris, France, June 2004.

[BCJR74] L. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate. *IEEE Trans. Inform. Theory*, IT-20:284–287, Mar. 1974.

[BeGT93] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima. Near shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo codes. In *Proc. ICC 1993 - IEEE Int. Conf. Commun.*, Geneva, Switzerland, May 1993.

[BGVC03] E. Bizzarri, A. S. Gallo, G. M. Vitetta, and E. Chiavaccini. Space-frequency bit-power loading in space-time block coded MIMO OFDM. In *Proc. 12th IST Summit on Mobile and Wireless Commun.*, Aveiro, Portugal, June 2003.

[Bing90] J. A. C. Bingham. Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come. *IEEE Commun. Mag.*, 28(5):5–14, May 1990.

[Blue99] Specification of the Bluetooth System. Core, Version 1.0 B, 1999. http://www.bluetooth.com.

[Brän04] F. Brännström. *Convergence Analysis and Design of Multiple Concatenated Codes*. PhD thesis, Chalmers University of Technology, Gothenborg, Sweden, 2004. [Also available as TD(04)098].

[BrRG04] F. Brännström, L. K. Rasmussen, and A. Grant. Optimal puncturing for multiple parallel concatenated codes. In *Proc. ISIT 2004 - IEEE Int. Symp. on Information Theory*, Chicago, IL, USA, June/July 2004. [Also available as TD(04)098].

[BuSh02] A. Burr and J. Shen. A turbo-PIC multiuser receiver with receive diversity for CDMA systems. In *Proc. PIMRC 2002 - IEEE 13th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Lisbon, Portugal, Sep. 2002. [Also available as TD(02)073].

[CaEG02] S. Catreux, V. Erceg, and D. Gesbert. Adaptive modulation and MIMO coding for broadband wireless data networks. *IEEE Trans. Commun.*, 40(6):108–115, June 2002.

[CaGi05] X. Cai and G. B. Giannakis. Adaptive PSAM accounting or channel estimation and prediction errors. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 4(1):246–256, Jan. 2005.

[Camp98] J. Campello. Optimal discrete bit loading for multicarrier modulation systems. In *Proc. ISIT 1998 - IEEE Int. Symp. on Information Theory*, Cambridge, MA, USA, Aug. 1998.

[CaTB98] G. Caire, G. Taricco, and E. Biglieri. Bit-interleaved coded modulation. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 44(3):927–946, May 1998.

[Cave91] J. K. Cavers. An analysis of pilot symbol assisted modulation for rayleigh fading channels. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 40(6):686–693, Nov. 1991.

[ChCB95] P. S. Chow, J. M. Cioffi, and J. A. C. Bingham. A practical discrete multitone transceiver loading algorithm for data-transmission over spectrally shaped channels. *IEEE Trans. Commun.*, 43(2-4):773–775, Feb./Mar./Apr. 1995.

[CiSh02] K. G. S. Ci and H. Sharif. An link adaptation scheme for improving throughput in the IEEE 802.11 wireless LAN. In *Proc. LCN 2002 - 27th IEEE Conf. on Local Computer Networks*, Tampa, FL, USA, Nov. 2002.

[CVAV04] M. J. Canet, F. Vicedo, V. Almenar, J. Valls, and F. Angarita. An FPGA-based baseband transceiver for HIPERLAN 2. In *Proc. InOWo 2004 - 9th International OFDM-Workshop InOWo*, Dresden, Germany, Sep. 2004. [Also available as TD(04)109].

[CWVM03] D. Cassioli, M. Z. Win, F. Vatalaro, and A. F. Molisch. Effects of spreading BW on the performance of UWB rake receivers. In *Proc. ICC 2003 - IEEE Int. Conf. Commun.*, Seattle, WA, USA, May 2003. [Also available as TD(03)076].

[Czyl96] A. Czylwik. Adaptive OFDM for wideband radio channels. In *Proc. Globecom 1996 - IEEE Global Telecommunications Conf.*, London, UK, Nov. 1996.

[DABN03] A. Doufexi, S. Armour, M. Butler, A. Nix, D. Bull, J. McGeehan, and P Karlsson. A comparison of the HIPERLAN/2 and IEEE 802.11a wireless LAN standards. *IEEE Commun. Mag.*, 40(5):172–180, May 2003.

[Dard04a] D. Dardari. Ordered subcarrier selection algorithm for OFDM based high-speed WLANs. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 3(5):1452–1458, Sep. 2004. [Also available as TD(03)155].

[Dard04b] D. Dardari. A uniform power and constellation size bit-loading scheme for OFDM based WLAN systems. In *Proc. PIMRC 2004 - IEEE 15th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Barcelona, Spain, Sep. 2004. [Also available as TD(03)155].

[Dejo02] A. Dejonghe. A unified view of linear MMSE turbo-equalization considering bit-interleaved modulation. TD(02)034, COST 273, Guildford, UK, Jan. 2002.

[DeLR77] A. P. Dempster, N. M. Laird, and D. B. Rubin. Maximum likelihood from incomplete data via the EM algorithm. *Journal of the Royal Statistical Society*, 39(1):1–38, Dec. 1977.

[DiDP01] D. Divsalar, S. Dolinar, and F. Pollara. Iterative turbo decoder analysis based on density evolution. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 19:891–890, May 2001.

[DöGS03] M. Döttling, T. Grundler, and A. Seeger. Incremental Redundancy and Bit-Mapping Techniques for High Speed Downlink Packet Access. In *Proc. Globecom 2003 - IEEE Global Telecommunications Conf.*, San Francisco, CA, USA, Dec. 2003. [Also available as TD(02)041].

[DöMR02] M. Döttling, J. Michel, and B. Raaf. Hybrid ARQ and Adaptive Modulation and coding Schemes for High Speed Downlink Packet Access. In *Proc. PIMRC 2002 - IEEE 13th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.

[DöRM04] M. Döttling, B. Raaf, and J. Michel. Efficient channel Quality Feedback Schemes for Adaptive Modulation and Coding of Packet Data. In *Proc. VTC 2004 Fall - IEEE 60th Vehicular Technology Conf.*, Los Angeles, CA, USA, Sep. 2004.

[ETSI01] ETSI. BRAN; HIPERLAN Type 2; Physical (PHY) Layer Specification. Technical Specification 101 475, 2nd edition, 2001.

[FeRa02] S. Feldmann and M. Radimirsch. A novel approximation method for error rate curves in radio communication systems. In *Proc. PIMRC 2002 - IEEE 13th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Lisbon, Portugal, Sep. 2002. [Also available as TD(02)083].

[FGVW99] G. J. Foschini, G. D. Golden, A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky. Simplified processing for high spectral efficiency wireless communications employing multi-element arrays. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 17(11):1841–1852, Nov. 1999.

[Fisc02] R. F. H. Fischer. *Precoding and Signal Shaping for Digital Transmission*. John Wiley & Sons Ltd., New York, NY, USA, 2002.

[Fise04] R. Fisera. *Adaptive Modulations Ű Adaptation Algorithms under Specific Constraints*. PhD thesis, Czech Technical University in Prague, Prague, Czech Republic, 2004. [Also available as TD(04)131].

[FiSy03] R. Fisera and J. Sykora. Lower-upper energy constrained waterfilling in MIMO channels with delay limited transmission. In *Proc. SCVT 2003 - 10th Symp. on Communications and Veh. Tech. in the Benelux*, Eidhoven, Netherlands, Nov. 2003. [Also available as TD(03)063].

[FoGa98] G. J. Foschini and M. J. Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Communications*, 6(3):311–335, Mar. 1998.

[Fosc96] G. J. Foschini. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas. *Bell Labs Tech. J.*, pages 41–59, autumn 1996.

[Gall63] R. G. Gallager. *Low-Density Parity-Check Codes*. M.I.T. Press, Cambridge, MA, USA, 1963.

[GBVM03] A. S. Gallo, E. Bizzarri, G. M. Vitetta, and M. Marciniak. A comparison of inner coding options for adaptive MIMO OFDM systems. In *Proc. ICTON '03 - International Conference on Transparent Optical Networks 2003*, Warsaw, Poland, July 2003. [Also available as TD(03)149].

[GCDL02] C. Garnier, L. Clavier, Y. Delignon, M. Loosvelt, and D. Boulinguez. Multiple access for 60 GHz mobile ad hoc network. In *Proc. VTC 2002 Spring - IEEE 55th*

Vehicular Technology Conf., Birmingham, AL, USA, May 2002. [Also available as TD(02)042].

[GiWi96] T. R. Giallorenzi and S. G. Wilson. Multiuser ML sequence estimator for convolutionally coded asynchronous DS-CDMA systems. *IEEE Trans. Commun.*, 44(8):997–1008, Aug. 1996.

[GoCG05] A. Goupil, M. Colas, and G. Gelle. Multiple access receiver based on hierarchical clusters/users detection using non-binary LDPC codes. TD(05)031, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[GoVa97] A. J. Goldsmith and P. P. Varaiya. Capacity of fading channels with channel side information. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 43(6):1986–1992, Nov. 1997.

[Guég03] A. Guéguen. Comparison of suboptimal iterative space-time receivers. In *Proc. VTC 2003 Spring - IEEE 57th Vehicular Technology Conf.*, Jeju, South Corea, Apr. 2003. [Also available as TD(03)086].

[HaMi72] H. Harashima and H. Miyakawa. Matched-transmission technique for channels with intersymbol interference. *IEEE Trans. Commun.*, 20:774–780, 1972.

[HaYW02] L. Hanzo, M. S. Yee, and C.-H. Wong. *Adaptive Wireless Transceivers*. John Wiley & Sons Ltd., New York, NY, USA, 1st edition, 2002.

[HeVa05] C. Herzet and L. Vandendorpe. Message-passing synchronization by combining the SP and the EM algorithms. TD(05)014, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[HoJo85] R. A. Horn and C. R. Johnson. *Matrix Analysis*. Cambridge University Press, Cambridge, UK, 1985.

[Honk96] M. Honkanen. Modelling of narrowband high power amplifier in radio communication system simulation. In *Proc. URSI/IEEE/IRC - XXI Convention on Radio Science*, Espoo, Finland, Oct. 1996.

[HsWa01] J. M. Hsu and C. L. Wang. A low-complexity iterative multiuser receiver for turbo-coded DS-CDMA systems. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 19(9):1775–1783, Sep. 2001.

[HuDa03] T. Hunziker and D. Dahlhaus. Optimal power adaption for OFDM systems with ideal bit-interleaved and hard-decision decoding. In *Proc. ICC 2003 - IEEE Int. Conf. Commun.*, Anchorage, AK, USA, May 2003.

[Hunz02] T. Hunziker. *Multicarrier Modulation Techniques for Bandwidth Efficient Fixed Wireless Access Systems*. Ph.D. thesis, Swiss Federal Inst. of Technology (ETH), Zurich, Switzerland, 2002.

[IEEE99a] IEEE. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. 1999.

[IEEE99b] IEEE. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: Further Higher-Speed Physical Layer Extension in the 2.4 GHz Band. 1999.

[IEEE99c] IEEE. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band. 1999.

[IEEE99d] IEEE. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: Higher-Speed Physical Layer Extension in the 2.4 GHz Band. 1999.

[IHRF03] R. Irmer, R. Habendorf, W. Rave, and G. Fettweis. Nonlinear multiuser transmission using multiple antennas for TD-CDMA. In *Proc. WPMC 2003 - Wireless Pers. Multimedia Commun.*, Yokosuka, Japan, Oct. 2003.

[Jaff01] E. Jaffrot. Iteractive techniques for channel estimation and equalization. TD(01)005, COST 273, Brussels, Belgium, May 2001.

[Jaff02] E. Jaffrot. Turbo channel estimation for OFDM systems on highly time and frequency selective channels. TD(02)25, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[JaKa02a] T. Javornik and G. Kandus. A 2MSK receiver based on the regeneration of the larger MSK signal component. *Electrotechnical Review*, 69(1):34–39, Apr. 2002. [Also available as TD(02)023 and TD(02)015].

[JaKa02b] T. Javornik and G. Kandus. Solid state power amplifier impact on the satellite systems performance. In *Proc. EMPS 2002 - 5th European Workshop on Mobile/Personal Satcoms*, Baveno, Italy, Sep. 2002. [Also available as TD(02)134].

[JaKP04] T. Javornik, G. Kandus, and S. Plevel. Dynamic channel mapping strategies in adaptive MIMO systems. In *Proc. SOftCOM 2004 - Intl. Conf. on Software, Telecommunications and Computer Networks*, Dubrovnik, Croatia, Venice, Italy, Oct. 2004. [Also available as TD(03)033].

[JaPK04] T. Javornik, S. Plevel, and G. Kandus. A recursive link adaptation algorithm for MIMO systems. In *Proc. MELECON 2004 - 12th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, Dubrovnik, Croatia, May 2004. [Also available as TD(04)112].

[Jetl05] O. Jetlund. *Adaptive Coded Modulation: Design and Simulation with Realistic Channel State Information*. PhD thesis, Norwegain University of Science and Technology, Trondheim, Norway, Apr. 2005. [Also available as TD(04)034, TD(03)040, TD(03)127 and TD(02)108].

[JØHH03] O. Jetlund, G. E. Øien, B. Holter, and K. J. Hole. Adaptive gallager coded modulation scheme on rayleigh fading channels: Comparison of simulated and theoretical performance. In *Proc. NORSIG 2003 - 5th IEEE Nordic Signal Processing Conf.*, Bergen, Norway, Oct. 2003. [Also available as TD(02)108 and TD(02)127].

[KaMa03] K. Kansanen and T. Matsumoto. Turbo equalisation of multilevel coded QAM. In *Proc. SPAWC 2003 - Sig. Proc. Advances in Wireless Commun.*, Rome, Italy, June 2003. [Also available as TD(03)091].

[KaMa04] K. Kansanen and T. Matsumoto. Frequency-domain MIMO turbo equalization. TD(04)143, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[KaVM05] Y. Kai, N. Veselinovic, and T. Matsumoto. Space-time weighted nonbinary repeat-accumulate codes with turbo equalization for frequency-selective MIMO channels. In *Proc. VTC 2005 Spring - IEEE 61st Vehicular Technology Conf.*, Stockholm, Sweden, May 2005. [Also available as TD(04)155].

[KMST00] J. Khun-Jush, G. Malmgren, P. Schramm, and J. Torsner. HIPERLAN type 2 for Broadband Wireless Communication. *Ericsson Review*, pages 108–119, 2000.

[KoAg00] D. Koulakiotis and A. H. Aghvami. Data detection for DS/CDMA mobile systems: a review. *IEEE Personal Commun. Mag.*, 7(3):24–34, June 2000.

[KoBC01] M. Kobayashi, J. Boutros, and G. Caire. Iterative soft-SIC joint decoding and parameter estimation. In *Proc. 7th Int. Workshop on Digital Signal Proc. Techn. for Space Commun.*, Tirrenia, Italy, Oct. 2001.

[KoMa00] F. Kowalewski and P. Mangold. Joint predistortion and transmit diversity. In *Proc. Globecom 2000 - IEEE Global Telecommunications Conf.*, San Francisco, CA, USA, Nov. 2000.

[KSMTar] K. Kansanen, C. Schneider, T. Matsumoto, and R. Thomä. Multilevel coded QAM with MIMO turbo-equalization in broadband single-carrier signalling. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, pages 954–966, to appear. [Also available as TD(04)028].

[KSWW99] J. Khun-Jush, P. Schramm, U. Wachsmann, and F. Wenger. Structure and performance of the HIPERLAN/2 physical layer. In *Proc. VTC 1996 Fall - IEEE 50th Vehicular Technology Conf.*, Amsterdam, The Netherlands, Sep. 1999.

[LaRZ02] M. Lampe, H. Rohling, and W. Zirwas. Misunderstandings about link adaptation for frequency selective fading channels. In *Proc. PIMRC 2002 - IEEE 13th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.

[LGRZ03] M. Lampe, T. Giebel, H. Rohling, and W. Zirwas. PER-prediction for PHY mode selection in OFDM communication systems. In *Proc. Globecom 2003 - IEEE Global Telecommunications Conf.*, San Francisco, CA, USA, Dec. 2003.

[LiMT00] Z. Lin, G. Malmgren, and J. Torsner. System performance analysis of link adaptation in HiperLAN type 2. In *Proc. VTC 2000 Fall - IEEE 52th Vehicular Technology Conf.*, Boston, MA , USA, Sep. 2000.

[MaMT03] N. Maretti, S. Mistrello, and V. Tralli. Resource allocation techniques for wireless packet networks based on V-BLAST architecture. In *Proc. WPMC 2003 - Wireless Pers. Multimedia Commun.*, Yokosuka, Japan, Oct. 2003. [Also available as TD(03)159].

[MaVJ04] T. Matsumoto, N. Veselinovic, and M. Juntti. A pdf estimation-based iterative MIMO signal detection with unknown interference. *IEEE Commun. Lett.*, 7(8):422–424, July 2004. [Also available as TD(03)150].

[MaVU01] S. Marinkovic, B. Vucetic, and A. Ushirokawa. Space-time iterative and multistage receiver structure for CDMA mobile communication systems. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 19(8):1594–1604, Aug. 2001.

[MBRF03] S. Morosi, A. Bernacchioni, E. Del Re, and R. Fantacci. Improved iterative parallel interference cancellation receiver for DS-CDMA 3G systems. TD(03)025, COST 273, Barcelona, Spain, Jan. 2003.

[MBWL00] M. Meurer, P. W. Baier, T. Weber, Y. Lu, and A. Papathanassiou. Joint transmission: advantageous downlink concept for CDMA mobile radio systems using time division duplexing. *Elect. Lett.*, 36:900–901, 2000.

[MDHF03] C. Mutti, D. Dahlhaus, T. Hunziker, and M. Foresti. Bit and Power Loading Procedures for OFDM Systems with Bit-Interleaved Coded Modulation. In *Proc. ICT 2003 - 10th Int. Conf. on Telecommunications*, Papeete, French Polynesia, Feb. 2003.

[MeAS98] J. Medbo, H. Andersson, and P. Schramm. Channel models for Hiperlan/2 in different indoor scenarios. TD(98)070, COST 273, COST 259 report, 1998.

[MKSS04] T. Matsumoto, K. Kansanen, C. Schneider, and M. Särestöniemi. Core matrix inversion techniques for conditional MMSE problems. In *Proc. VTC 2004 Spring - IEEE 59th Vehicular Technology Conf.*, Los Angeles, CA, USA, May 2004. [Also available as TD(03)163].

[MoBi04] S. Morosi and T. Bianchi. Comparison between RAKE and frequency domain detectors in ultra-wideband indoor communications. In *Proc. PIMRC 2004 - IEEE 15th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Barcelona, Spain, Sep. 2004. [Also available as TD(05)067].

[MoNS04] B. Moschini, M. Nicoli, and U. Spagnolini. A subspace method for soft estimation of block fading channels in turbo equalization. TD(04)090, COST 273, Duisburg, Germany, June 2004.

[MRFB03] S. Morosi, E. Del Re, R. Fantacci, and A. Bernacchioni. Improved iterative parallel interference cancellation for wireless DS-CDMA communication systems. In *Proc. 2nd Workshop COST 273*, Paris, France, May 2003.

[MRFC05] S. Morosi, E. Del Re, R. Fantacci, and A. Chiassai. Design of turbo-MUD receivers with density evolution in overloaded CDMA systems. TD(05)068, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[MRST03] M. Magarini, L. Reggiani, A. Spalvieri, and G. Tartara. The benefits of the MMSEDFE feedforward filter in reduced-complexity turbo equalization. In *Proc. ICT 2003 - 10th Int. Conf. on Telecommunications*, Papeete, French Polynesia, Feb. 2003. [Also available as TD(02)161].

[MuDa04] C. Mutti and D. Dahlhaus. Adaptive Power Loading for Multiple-Input Multuple-Output OFDM Systems with Perfect Channel State Information. In *Proc. Joint COST 273/284 Workshop on Antennas and Related System Aspects in Wireless Communications*, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[MuDD04] C. Mutti, D. Dahlhaus, and D. Destefanis. Adaptive Coding Based on LDPC Codes for OFDM Systems with HD Decoding. In *Proc. 13th IST Summit on Mobile and Wireless Commun.*, Lyon, France, June 2004.

[MuDH03] C. Mutti, D. Dahlhaus, and T. Hunziker. Adaptive Procedures for OFDM Systems with Bit-Interleaved Coded Modulation. In *Proc. 2nd Workshop COST 273*, Paris, France, May 2003.

[NHDL03] N. Noels, C. Herzet, A. Dejonghe, V. Lottici, H. Steendam, M. Moeneclaey, M. Luise, and L. Vandendorpe. Turbo synchronization: an EM algorithm interpretation. In *Proc. ICC 2003 - IEEE Int. Conf. Commun.*, Ottawa, Canada, June 2003.

[NiSS03] M. Nicoli, O. Simeone, and U. Spagnolini. Multi-slot estimation of fast-varying space-time communication channels. *IEEE Trans. Signal Processing,* 51(5):1184–1195, May 2003.

[ØiHH04] G. E. Øien, H. Holm, and K. J. Hole. Impact of imperfect channel prediction on adaptive coded modulation performance. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 53(3):758–769, May 2004. [Also available as TD(02)054].

[OsNA05] F. S. Ostuni, M. R. Nakhai, and H. M. Aghvami. Iterative MMSE receivers for space-time trellis-coded CDMA systems in multipath fading channels. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 54(1):163–176, Jan. 2005. [Also available as TD(04)025].

[PaCV02] G. Pasolini, M. Chiani, and R. Verdone. Performance Evaluation of a Bluetooth Based WLAN Adopting a Polling Protocol Under Realistic Channel Conditions. *Int. J. of Wireless Information Networks on Mobile Ad Hoc Networks (MANETs): Standards, Research, Applications*, pages 141–153, Apr. 2002.

[PaHu01] C. B. Papadias and H. Huang. Linear space-time multiuser detection for multipath CDMA channels. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 19(2):254–265, Feb. 2001.

[PaTV03] G. Pasolini, M. De Troia, and R. Verdone. Throughput Evaluation for a Bluetooth piconet with Link Adaptation. In *Proc. PIMRC 2003 - IEEE 14th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Bejing, China, Sep. 2003. [Also available as TD(02)127].

[PeHS03] C. B. Peel, B. M. Hochwald, and A. L. Swindlehurst. A vector-perturbation technique for near-capacity multi-antenna multi-user communication. In *Proc. 41th Annual Allerton Conference on Communications, Control and Computing*, Monticello, IL, USA, Oct. 2003.

[Piet02] C. Pietsch. On capacity and linear processing for multiuser MIMO systems. TD(02)085, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[PiLi04] C. Pietsch and J. Lindner. Real-valued modeling and channel estimation for transmissions based on orthogonal STBCs. In *Proc. ISSSTA 2004 - IEEE 12th Int. Symp. on Spread Spectrum Techniques and Applications*, Sydney, Australia, Aug. 2004.

[PlJK05] S. Plevel, T. Javornik, and G. Kandus. A recursive link adaptation algorithm for MIMO systems. *AEUE: Archiv für Elektronik und Übertragungstechnik - Int. J. of Electron. and Com.*, 59(1):52–55, Mar. to be published 2005. [Also available as TD(03)113].

[PNTL02] C. Pietsch, M. Nold, W. G. Teich, and J. Lindner. Optimum space-time processing for wide-band transmissions with multiple receiving antennas. In *Proc. ITG - 4th Int. Conf. on Source and Channel Coding*, Berlin, Germany, Jan. 2002. [Also available as TD(01)023].

[Pomm02] C. Pommer. Convergence of a semi-blind Least-Squares-Algorithm for the UMTS FDD uplink with adaptive antennas. TD(02)072, COST 273, Helsinki, Finland, May 2002.

[Proa95] J. G. Proakis. *Digital Communications.* McGraw-Hill, New York, NY, USA, 3rd edition, 1995.

[PSTL03a] C. Pietsch, S. Sand,W. G. Teich, and J. Lindner. Modeling and performance evaluation of multiuser MIMO systems using real-valued matrices. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 21(5):744–753, June 2003. [Also available as TD(02)125].

[PSTL03b] C. Pietsch, S. Sand,W. G. Teich, and J. Lindner. Modeling and performance evaluation of multiuser MIMO systems using real-valued matrices. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 21(5):744–753, June 2003. [Also available as TD(02)125].

[PTVF92] W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling, and B. P. Flannery. *Numerical Recipes in C.* Cambridge University Press, Cambridge, UK, 2nd edition, 1992.

[QCJS03] D. Qiao, S. Choi, A. Jain, and K. G. Shin. MiSer: an optimal low-energy transmission strategy for IEEE 802.11a/h. In *Proc. MobiCom 2003 - Int. Conf. on Mobile Computing and Networking*, San Diego, CA, USA, Sep. 2003.

[QiCS02] D. Qiao, S Choi, and K. G. Shin. Goodput Analysis and Link Adaptation for IEEE 802.11a Wireless LANs. *IEEE J. Mobile Computing*, 1(4):278–292, Oct.-Dec. 2002.

[QiTe00] Z. Qin and K. C. Teh. Iterative multiuser detection with gauss-seidel soft detector as first stage for asynchronous coded CDMA. *Elect. Lett.*, 36(23):1939–1940, Nov. 2000.

[ReCF03] A. Renoult, M. Chenu-Tournier, and I. Fijalkow. Multi-user detection for OFDM transmission in presence of frequency impairments: channel estimation and performance. WP(03)008, COST 273, Prague, Czech Republic, Sep. 2003.

[RFMM01] E. Del Re, R. Fantacci, D. Marabissi, and S. Morosi. Low complexity selective interference cancellator for a WCDMA communication system with antenna array. TD(01)051, COST 273, Bologna, Italy, Oct. 2001.

[RiSU01] T. J. Richardson, M. A. Shokrollahi, and R. L. Urbanke. Design of capacity-approaching irregular low-density parity-check codes. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 47:619–637, Feb. 2001.

[RoVH95] P. Robertson, E. Villebrun, and P. Hoeher. A comparison of optimal and suboptimal MAP decoding algorithms operating in the log domain. In *Proc. ICC 1995 - IEEE Int. Conf. Commun.*, Seattle, WA, USA, June 1995.

[RoWi04] J. Romme and K. Witrisal. On transmitted-reference UWB systems using discrete-time weighted autocorrelation. In *Proc. VTC 2005 Spring - IEEE 61st Vehicular Technology Conf.*, Stockholm, Sweden, May 2004. [Also available as TD(04)153].

[RSAA98] M. C. Reed, C. B. Schlegel, P. D. Alexander, and J. A. Asenstorfer. Iterative multiuser detection for CDMA with FEC: Near single-user performance. *IEEE Trans. Commun.*, 46:1693–1699, Dec. 1998.

[SaMo03] T. Salzer and D. Mottier. Downlink strategies using antenna arrays for interference mitigation in multi-carrier CDMA. In *Proc. MC-SS 2003 - 4th Workshop on Multi-Carrier Spread Spectrum and Related Topics*, Oberpfaffenhofen, Germany, Sep. 2003. [Also available as TD(02)137].

[SaTA04] K. Sakaguchi, S. H. Ting, and K. Araki. Initial measurement on MIMO eigenmode communication system. *IEICE Trans. Commun.*, J87-B(9):1454–1466, Sep. 2004. [Also available as TD(04)027].

[ScRe03] D. Schreurs and K. Remley. Use of multisine signals for efficient behavioural modelling of RF circuits with short-memory effects. In *Proc. ARFTG 2003 - 61st Automatic RF Techniques Group Conference*, Philadelphia, PA, USA, June 2003. [Also available as TD(03)105].

[ShBu02] J. Shen and A. J. Burr. A turbo multiuser receiver for receive diversity CDMA systems over flat rayleigh fading channel. In *Proc. PIMRC 2002 - IEEE 13th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Lisbon, Portugal, Sep. 2002. [Also available as TD(02)073].

[SiBa01] S. Simoens and D. Bartolome. Optimum Performance of Link Adaptation in HIPERLAN/2 Networks. In *Proc. VTC 2001 Spring - IEEE 53rd Vehicular Technology Conf.*, Rhodes, Greece, May 2001.

[STTM03] C. Schneider, R. Thomä, U. Trautwein, and T. Matsumoto. The dependency of turbo MIMO equalizer performance on the spatial and temporal multipath channel structure - a measurement based evaluation. In *Proc. VTC 2003 Spring - IEEE 57th Vehicular Technology Conf.*, Jeju, Korea, Apr. 2003. [Also available as TD(03)109].

[SWCH02] A. Sklavos, T. Weber, E. Costa, H. Hass, and E. Schulz. *Spread-Spectrum and Related Topics, Fazel, K. and Kaiser, S. (eds.)*. Kluwer Academic, Boston, MA, USA, 2002. [Also available as TD(01)020].

[SyBu04] J. Sykora and A. G. Burr. Iterative decoding networks with iteratively data eliminating SDD and EM based channel state estimator. In *Proc. PIMRC 2004 - IEEE 15th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Barcelona, Spain, Sep. 2004. [Also available as TD(04)117].

[SyKn04] J. Sykora and M. Knize. Linear diversity precoding design criterion for blockfading delay limited MIMO channel. In *Proc. Globecom 2004 - IEEE Global Telecommunications Conf.*, Dallas, TX, USA, Dec. 2004. [Also available as TD(04)054].

[Syko01] J. Sykora. Constant envelope space-time modulation trellis code design for Rayleigh flat fading channel. In *Proc. Globecom 2001 - IEEE Global Telecommunications Conf.*, San Antonio, TX, USA, Nov. 2001. [Also available as TD(02)016].

[Syko02] J. Sykora. Self-noise in MIMO space-time coded systems with imperfect symbol timing. In *Proc. PIMRC 2002 - IEEE 13th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.

[Syko03] J. Sykora. Spatial inter-branch interference equalization in MIMO frequency flat fading channel with mutually unequal path delays. TD(03)064, COST 273, Barcelona, Spain, Jan. 2003.

[Syko05] J. Sykora. Multicomponent phase discriminator for multichannel CPM modulation in MIMO channel based on nonlinear geometric approach. TD(05)057, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[TaMB01] A. Tarable, G. Montorsi, and S. Benedetto. A linear front end for iterative soft interference cancellation and decoding in coded CDMA. In *Proc. ICC 2001 - IEEE Int. Conf. Commun.*, Helsinki, Finland, June 2001.

[TaSC98] V. Tarokh, N. Seshari, and R. Calderbank. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 44(2):744–765, Mar. 1998.

[Tela99] E. Telatar. Capacity of multi-antenna gaussian channels. *European Transactions on Telecommunications*, 10(6):585–596, Nov. 1999.

[TeRe01] W.G. Teich and M. Reinhardt. Multiuser/multisubchannel detection based on a recurrent neural network structure for the mobile communication system TDSCDMA. In *Proc. ISCTA 2001 - 6th Int. Symp. on Communication Theory and Applications*, Ambleside, UK, July 2001. [Also available as TD(02)069].

[Toml71] M. Tomlinson. New automatic equalizer employing modulo arithmetic. *Elect. Lett.*, 7:138–139, 1971.

[TQMJ02] H. Troger, W. Qiu, M. Meurer, and C. A. Jotten. A channel oriented joint transmission scheme for MIMO multi-user downlinks. In *Proc. 2nd Workshop COST 273*, Espoo, Finland, May 2002.

[TrMa04] U. Trautwein and T. Matsumoto. Turbo MIMO equalization for real-valued modulation signals. TD(04)191, COST 273, Duisburg, Germany, Sep. 2004.

[Vand02] L. Vandendorpe. Low-complexity fractional turbo receiver for space-time BICM over frequency-selective MIMO fading channels. TD(02)117, COST 273, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.

[VcSy04] J. Vcelak and J. Sykora. Analytical error performance analysis for reduced complexity detection of general trellis code with parametric uncertainty. TD(04)132, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[VeMa03] N. Veselinovic and T. Matsumoto. Iterative signal detection in frequency selective MIMO channels with unknown co-channel interference. WS(03)006, COST 273, Paris, France, May 2003.

[VeSM04] N. Veselinovic, C. Schneider, and T. Matsumoto. Interference suppression and joint detection for reduction of sensitivity to timing offset and spatial correlation in space-time coded MIMO turbo equalization. WS(04)008, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2004.

[WaPo99] X. Wang and H. V. Poor. Iterative (turbo) soft interference cancellation and decoding for coded CDMA. *IEEE Trans. Commun.*, 47(7):1046–1061, July 1999.

[WeMe03] T. Weber and M. Meurer. Optimum joint transmission: Potentials and dualities. In *Proc. WPMC 2003 - Wireless Pers. Multimedia Commun.*, Yokosuka, Japan, Sep. 2003. [Also available as TD(03)008].

[WeMe04a] T. Weber and M. Meurer. Imperfect channel state information in MIMO-transmission. In *Proc. VTC 2004 Spring - IEEE 59th Vehicular Technology Conf.*, Milan, Italy, Sep. 2004.

[WeMe04b] T. Weber and M. Meurer. Low complexity energy efficient joint transmission for OFDM multiuser downlinks. In *Proc. PIMRC 2004 - IEEE 15th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Barcelona, Spain, Sep. 2004. [Also available as TD(04)008].

[WeMZ04] T. Weber, M. Meurer, and W. Zirwas. Low complexity energy efficient joint transmission for OFDM multiuser downlinks. In *Proc. PIMRC 2004 - IEEE 15th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Barcelona, Spain, Oct. 2004.

[WhBJ03] G. P. White, A. G. Burr, and T. Javornik. Modelling of nonlinear distortion in broadband fixed wireless access systems. *Elect. Lett.*, 39(8):686–687, Apr. 2003. [Also available as TD(02)134].

[WiJo03] T. J.Willink and Y. L. C. de Jong. Iterative trellis search detection for asynchronous MIMO systems. In *Proc. VTC 2003 Fall - IEEE 58th Vehicular Technology Conf.*, Orlando, FL, USA, Oct. 2003. [Also available as TD(04)114].

[WKTM05] R. Wohlgenannt, K. Kansanen, D. Tujkovic, and T. Matsumoto. Outage-based LDPC code design for SC/MMSE turbo equalization. In *Proc. VTC 2005 Spring - IEEE 61st Vehicular Technology Conf.*, Stockholm, Sweden, May 2005. [Also available as TD(04)209].

[WSLW03] T.Weber, A. Sklavos, Y. Liu, and M.Weckerle. The air interface concept JOINT for beyond 3G mobile radio networks. In *Proc. WIRELESS 2003 - Proc. 15th Int. Conf. on Wireless Commun.*, Calgary, Canada, July 2003. [Also available as TD(04)084].

[WuHYJ01] J.-L. C. Wu, L. Hung-Huan, and L. Yi-Jen. An Adaptive Multirate IEEE 802.11 Wireless LAN. In *Proc. ICOIN 2001 - 15th Int. Conf. on Information Networking*, Warsaw, Poland, June 2001.

[WuWa01] K. M. Wu and C. L. Wang. An iterative multiuser receiver using partial parallel interference cancellation for turbo-coded DS-CDMA systems. In *Proc. Globecom 2001 - IEEE Global Telecommunications Conf.*, S.Antonio, TX, USA, Nov. 2001.

[YeBC02] S. Ye, S. Blum, and L. J. Cimini Jr. Adaptive modulation for variable-rate OFDM systems with imperfect channel information. In *Proc. VTC 2002 Spring - IEEE 55th Vehicular Technology Conf.*, Birmingham, AL, USA, May 2002.

[ZhBu01] Li Zhang and Alister Burr. Phase estimation with the aid of soft output from Turbo decoding. In *Proc. VTC 2001 Fall - IEEE 54th Vehicular Technology Conf.*, Atlantic City, NJ, USA, Oct. 2001.

第 4 章　传播模型和信道特征

Pierre Degauque，Emmanuel Van Lil，Vittorio Degli-Espositi，
Pertti Vainikainen，Filipe Cardosa，Wim A. Th. Kotterman，
和 Luís M. Correia

4.1　概述

新的信号处理算法的开发和应用，更一般地说，即移动通信系统的优化和传播信道的统计特性是密切相关的。新的编码技术，如空间编码算法，是室内通信对更高数据传输速率永无止境的需求快速增长的结果。在先前的 COST 273 标准终止后，现存的关于信道特性的知识基本上都是以路径损耗、传播延迟和相关带宽为基础的。不过，这些参数对一个新系统来说是不完全可知的，所以我们进行了更深入的研究，研究点主要集中在确定性传播建模和基于实际测量的信道参数估计方面。

用于电磁传播建模的方法取决于所研究的覆盖区域。举例来说，如果仅仅是考虑天线附近区域，那么可以使用积分方法求解，而如果考虑一个发射天线覆盖范围，通常是通过射线法确定。4.2 节介绍了几种新提出的对现有技术的一些改进方法：积分方法、微分方程的方法、抛物型方程、衍射理论和高斯光束。像上面提到的例子，如果利用射线理论确定一个基站的覆盖范围，为了准确建模环境的电磁和几何特征，我们需要一个大型数据库。4.3 节讨论了这种输入数据库问题，其复杂度往往成为决定确定性传播模型能否被广泛采用的主要障碍。由于如何降低射线模型的计算时间也是一个重要的问题，加快射线发射模型的技术也获得了很大的发展。通过在确定性模型中引入统计元素，提出了简化或混合模型。但是它生成结果的准确度可能比较低。

本章的应用实例都是为了强调不同方法的优缺点。假设一个理想的并有完整描述的环境，其表面光滑的假设往往是隐含的。然而，在许多情况下，尤其是在高频率情况，墙体表面的粗糙度或不规则的墙面大小和波长大小是同一数量级的，因而必须考虑漫散射。对这种在时间和角度分布上发挥基础性作用的散射建模是非常困难的。因此，4.3.5 节的一部分涉及到把散射现象纳入传播建模工具这一问题的最近的成果。

4.4 节详细给出了怎样建模和怎样得到信道、信道测量技术和参数估计的补充信息的实验。由于扩展 MIMO 系统需要获取接收和发射天线有关领域特征的完整信息，所以双通道定向探测通常是十分必要的。新的信道结构，包括天线，用来提供准确的射线对发射方向角信息（Direction of Departure，DoD）和 DoA，并能确保在测量精度、构造时间、数组元素数量之间进行折中。为了提高信道传输矩阵的空间和时间结构的准确性，必须使用高分辨率的参数估计方法。改进的专用算法［如多信号分类（Multiple Signal Classification，MUSIC）、ESPRIT 和空间交替广义展望（Space-Alternating Generalized

Expectation, SAGE), 将在4.4节予以讨论并给出应用实例。我们将从测量结果处理过程中提取该信道的统计特性。

4.5节介绍了改进的经验路径损耗模型，这种模型对农村和城市郊区以及办公楼环境都是有效的。通常认为，长期衰落是由于在试图改善著名的高斯随机变量的分布模型时采用的不同的研究方法和阴影过程产生的。另一种沿用已久的基本原理假设——即长期和短期的衰落应分开建模——被质疑，因此提出了一个新的基于多重散射的模型。最后，我们讨论把模型扩展至宽带的情况。因为如果到达波的相对延迟大于符号间隔，这种扩展是十分必要的。显然，衰落的统计特性对于计划和预测链路性能优化是十分重要的。不过，由于信道衰落特性的准确预测会产生更多优势，所以潜在的预测技术、算法和应用已经被研究。近几年，为了获取信息时间和角度分布的统计信息，包括集群特点和散射功率特点，已经对一个场景或多种环境传播进行了广泛的测量活动，主要结果和结论概述详见4.5节。

4.2 电磁理论和漫散射

本节将讨论通信系统或天线之类的零部件在电磁领域取得的进展，特别是考虑到障碍：地形（含森林）、（复杂）建筑物和移动物体。基本上我们将对以下3种方法进行讨论：

1）积分法，如矩量法，物理光学和模态扩展；

2）差分方程法，如时域有限差分（Finite Difference Time Domain，FDTD）法和抛物线方程；

3）射线法（追踪/发射和高斯光束）。

4.2.1 积分法

积分法是描述电磁波的最准确的方法。然而，由于这些方法需要大量的计算机资源（包括内存和处理时间），在电信工程中，此方法还不能被应用在波长较大的情况。COST标准试图缩小这一差距。

1. 全矩量法

当然，这些方法已被应用到结构计算中，这些应用是在限制如（元素智能）天线大小（见参考文献［VeLC02b］，［TrSi02］，［TrSi03］和［NdHH04］）的情况下使用。在这里，我们把重点放在更加具体的天线优化设计上，并以此作为主要目标，用数值方法表示这些天线所接收的不同波的优化，详见4.4节。文献［VeLC02b］描述了具体的三维阵列天线设计，它要求允许以一个明确的方式接收信号和这些信号之间的不同方向，这个在平面阵列中是不可能的。由12个补偿电容组成的这种球形阵列是在分段正弦伽辽金法的基础上设计的，它利用的是数值电磁编码（Numerical Electromagnetics Code，NEC2）。因此，该五边形区域已经逼近2个同心五边形和径向延伸线。我们的研究重点是把对两个网络参数和辐射模式的供应线路以及之间的耦合元素的影响降到最低。图4.1中显示的是具体实现的十二面体天线，它有低于－23dB的耦合值，而模拟

预测是 -22dB。然而，这种匹配现在是不能完全预测的（在 4900 ~ 5100MHz 频段是 -18dB，而该计划预测的反射损失是低于 -23dB 的）。

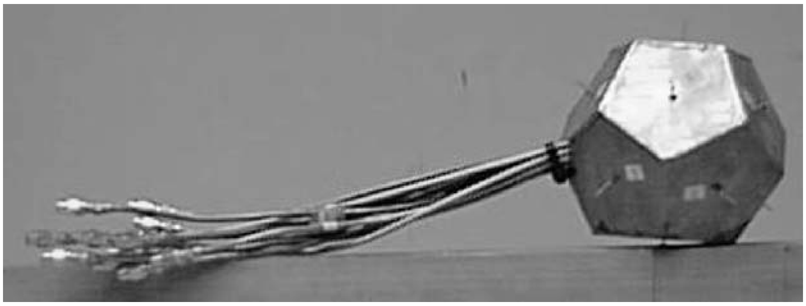


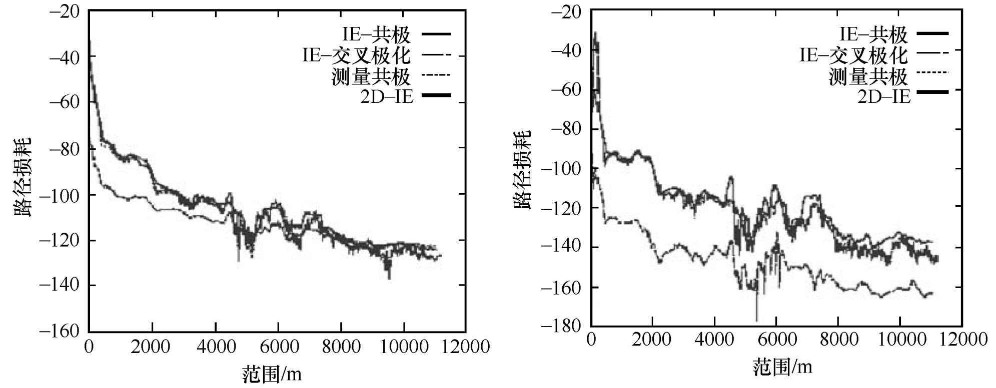
图 4.1　具体实现的十二面体天线示意图

参考文献［TrSi02］和［TrSi03］使用的是另外一种矩量求解（WIPL）方法，这种方法用两个、三个或四个元素计算 5GHz 附近（4.74GHz）的单极设计的平面圆阵的耦合阻抗。这里的主要目的是计算 MIMO 信道的平均信道容量。该耦合的影响将在 5.3 节中讨论。文献［NdHH04］提出了一个新的 MoM，伽辽金法解决方案比较了 40 个具有经典正弦分布的半波长偶极分段线性（三角形的结果）基础函数的结果。和前两个文献一样，其最终的目标是确定一个 2 × 2 的 MIMO 系统的容量。

矩量法，不仅被用于有限空间范围（尺寸为几个波长）的天线，而且适用于计算天线尺寸远超波长范围（事实上，一些达到 1000 倍波长）的情况对传播的影响。COST 标准为了修正二维方法以让三维与二维有几乎同样的计算量，甚至低于二维的目标进行了很多工作。本文为了达到减少计算量的同时充分利用目前的计算方法（如［KeCu03］所述）目标使用的是维纳-霍普夫技术来寻找混合场积分方程（Combined Field Integral Equation，CFIE）。这些都是分析菲涅尔积分比较容易的组合。全积分方程方法和被截断平面的分析公式相比仅有临界入射不同。举一个实际的例子，在 970MHz 下分析一个德国地形剖面情况，我们可以看到这两种方法计算结果几乎没有差别，即使钢板长度约 30λ。另一篇文献［BrCu01］引入积分微分方程，其中包括表面横向梯度的传播方向。通过用一个二阶多项式近似表面横向部分的相位，在良导体（Perfect Electric Conducting，PEC）内二维磁场积分方程（Magnetic Field Integral Equation，MFIE）可以改写成一维积分方程。其中积分方程涉及计算菲涅尔积分。该方法不仅被应用于像在 100MHz 和 1GHz 的平滑倾斜楔这种理想情况（对共极化和交叉极化），还适用于实际地形如丹麦和爱尔兰更复杂的数据。我们得出结论，共极组件确实有不错的适应性，但现在交叉极化是十分重要的，因为多样性的偏振效应需要精确建模。解释如图 4.2 所示。

2. 物理光学模型

参考文献［DMSW03］比较了标准基尔霍夫定律和一种名为标准随机散射的新方法。在这里，把整个表面按照不同的方向细分为小的平滑的部分。假设一个随机正态分布和高斯自相关系数，梯度绝对值服从均值为$\frac{\sqrt{\pi}}{L}\sigma_h$的瑞利分布，其中 L 是相关距离，



a) 144MHz　　b) 435MHz

图 4.2　丹麦的共极和交叉极化地形区域

σ_h是粗糙度方均根。虽然基尔霍夫定律会导致从平面尺寸上散射模式比相关散射模式更具有独立性（在这里考虑一个 $8\times8\lambda^2$平面），但是随机散射方法也确实证明大多散射是由粗糙度引起的，这个结果可能会比传统假设基尔霍夫固定相位情况下大得多。对于这种情况，假设相关距离为4λ，粗糙度为0.35λ，我们在离平面2000λ 处计算所有参数值，和基尔霍夫情况对比：得到一个完整的衍射图案，最主要的散射区域有明显地减小。

这就涉及一个对于大型对象或关闭发射机/接收机物理光学（Physical Optics，PO）的问题：平面波近似失效，如果散射体的体积增加，就会导致该散射区域继续增大。因此，必须找到其他的解决方案。参考文献［LCDC02］正是基于这个目的，使用了抛物相位近似，这种近似法在以前的 COST 标准中被命名为 COST 标准 259—灵活的无线个人通信（COST-259）。本文探讨了这种菲涅尔法的很多改进方式，如

1）在近场使用的公式；

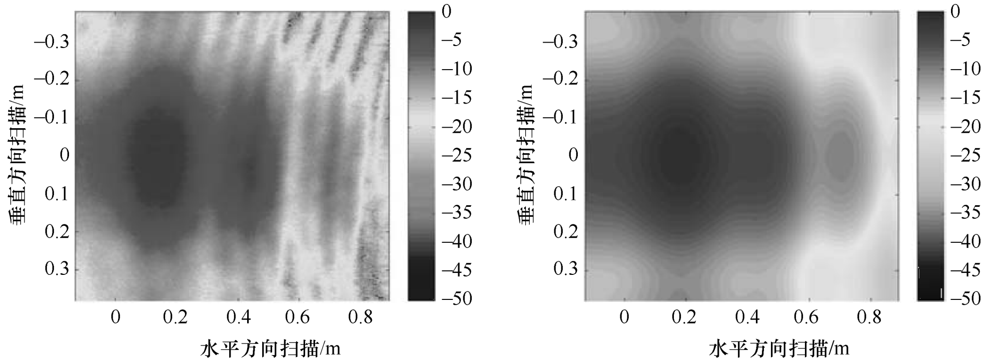
2）在有限厚度和材质特性（介电常数和磁导率）限制下的反射板中利用内部反射；

3）集成中心最佳选择，这是有效应用这一方法的关键。

对于最后这种情况，我们用了 7 种不同的方法（首先是平凡解）进行了研究。结果表明，使用最好的拟合方法（最佳意味着抛物相位尽可能与真实球体的相位相接近，即达到及涵盖二次计算）来求解平凡解，每秒的浮点运算数目（FLoating Point operations per Second，FLOPS）也只能得到 4 次不错的结果，消声室平板的模拟和测量也吻合得非常好，无论是在振幅还是相位上，振幅图如图 4.3 所示，相位图如图 4.4 所示。

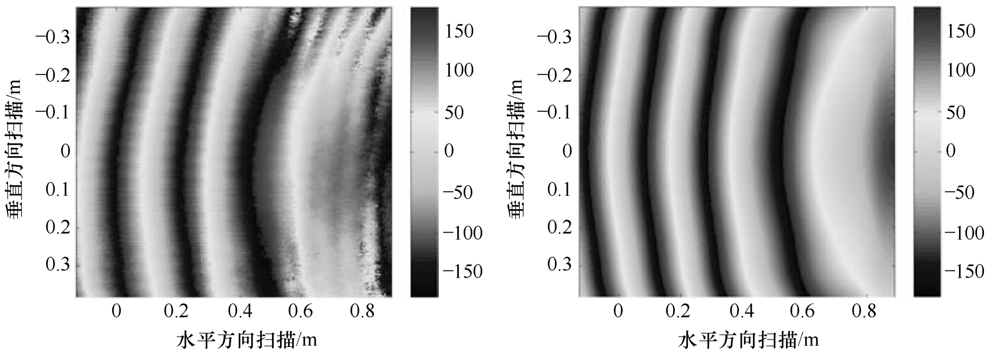
3. 模态扩展模型

由于这种方法专门适用于封闭空间，在［Kyri03］中已应用本方法作为在因子为 K 的走廊评价方法。事实上，射线跟踪方法不太适合这类问题，因为在这种结构的边缘反射可能会变得非常大。考虑相同的反射系数的损失（包括介质和传导），我们评价了一



a) 测量结果　　b) 仿真结果

图 4.3　5.8GHz 下 0.35m × 0.5m × 0.02m 有机玻璃板反射区域振幅图



a) 测量结果　　b) 仿真结果

图 4.4　5.8GHz 下 0.35m × 0.5m × 0.02m 有机玻璃板反射区域相位图

些不同的传播模式的优劣。连续分量估计被证明是最稳定的算法，它优于统计方法或 ESPRIT 算法。这也证实了我们直观的预期，即 K 因子会随着损失增加和尺寸减小而增加。

4.2.2　差分方程法

1. 时域有限差分模型

1）以高效的计算方式终止 FDTD 计算空间。

理想的截断方法应具有较低的数据存储需求、过程容易构造、高灵活性、高稳定性和高精度等特点。当前没有一种截断方法能达到所有这些特点。某种方法有较好的精确度但可能稳定性不够。有些方法，如完全匹配层有很好的准确性，另一些方法如希格登、穆尔一二阶和 Liao 的吸收边界条件（Absorbing Boundary Condition，AbBC）则有良好的灵活性，对于相对较小的数据存储需求构造也比较简单。吸收边界条件就很有趣，它没有任何如相对介电常数之类的媒介参数。这意味着 Liao 吸收边界条件可以很容易地在非均匀环境中构造，而其他以单程波动方程边界条件为基础的方法如穆尔一二阶吸收边

界条件则需要媒介参数，那么这些方法就很难在非均匀环境中应用。以前的 Liao 吸收边界条件性质研究（见参考文献［RaAr95］，［ChWa92］，［PrSh97］和［Rama99］）得出的结论是，Liao 高阶吸收边界条件是不稳定的，甚至是第二阶也存在一定程度的不稳定性。Liao 高阶吸收边界条件还需要更多的在边界的电磁场值来更新数据的记忆存储。因此参考文献［Cost03］已经开始研究 Liao 的二阶边界条件，其重点在于降低内存需求，提高稳定性。不过这项工作的结果也适用于 Liao 高阶吸收边界条件。参考文献［Cost03］给出了详细的数值制定。这种新式吸收边界条件比原来的吸收边界条件在边界计算数据的存储要求上减少了 33%。参考文献［WaCh95］指出，当人工反射极点系数落在复平面单位圆上时可以实现高稳定性。在此基础上，与原来的 Liao 二阶吸收边界条件相比，由目标边界条件可能引起的不稳定也有研究。该研究显示新提出的吸收边界条件有另一个优点，即以 $\alpha \leqslant 0.5$ 稳定，而原吸收边界条件以任何可能的 α 不稳定。新吸收边界条件的计算时域反射系数涉及微稳定阻尼参数 $\alpha = 0.5$，而穆尔一、二阶吸收边界条件则像 Liao 吸收边界条件一样是由单程波方程获得的。新提出的吸收边界条件和穆尔一阶吸收边界条件人工反射系数是在可比拟的阶数内。而穆尔二阶吸收边界条件在这 3 种边界情况中接收最佳。另一方面，该频率的反射系数分析证明了新吸收边界条件比穆尔二阶吸收边界条件能更好地均匀接收，这也是新提出来的吸收边界条件的另一个优势。

2）为了加快频率依赖（FD）的 FDTD 仿真方法，可以移除柯朗-弗里德里希斯列维条件（Courant Friedrichs Levy，CFL），这种方法也可适应 UWB（超宽带）频率相关媒体。

近几年，交替方向隐式（Alternating Direction Implicit，ADI）的方法（见参考文献［Smit65］）已在 FDTD（见参考文献［Nami99］，［ZhCZ00］）中推出。该标准明确 FDTD（见参考文献［Yee66］）必须满足 CLF 约束（见参考文献［Tafl95］）才能达到稳定。需求较小的空间离散会导致过多的时间抽样并增加总中央处理器单元（Central Processing Unit，CPU）对 FDTD 的处理时间。在 CLF 情况下，FDTD 的最大 Δt 定义为 Δt_{CFL} 方面，如果抽样时间超出最大值，保持总运行时间限制在实际运行范围之内，则 ADI-FDTD 方法总是无条件稳定的。$\Delta t/\Delta t_{\mathrm{CFL}}$ 称为 CFL 故（CFLN）记为 N_{CFL}。此 ADI-FDTD 方法有些情况下是有吸引力的，例如，研究导电体趋肤效应的影响或者超宽带微波成像系统有损媒体的信号反射。这些超宽带系统有损媒体参数通常有频率依赖性，但 ADI-FDTD 方法与 FDTD 有媒体参数是频率不变的。ADI-FDTD 方法对于这种分散环境的适应性是很符合超宽带系统的。Holloway 等（见参考文献［SHBP03］，［HMDA02］）说明了磁场中的材料色散并提到在电场中处理材料色散的可能性。然而，参考文献［SHBP03］和［HMDA02］没有给出 ADI-FDTD 处理 FD 介电常数 ϵ 和欧姆损失的方法。Chen 等人（见参考文献［YuCh03］）侧重于导电材料。Garcia 等（见参考文献［GRBM03］）利用德林模型处理电极化矢量场。COST—273 项目（见参考文献［Cost04］，［ThCo04］，［CoTh04a］）提出了一种在超宽带情况下对 FD 材料利用电通量密度 D 替代的技术，这个类似于参考文献［ScLa03］。和参考文献［GRBM03］提供证据的一般方法一致，它提出了处理 ADI-FDTD 类问题通用方法的收敛依据。这项工作的创新之处在于它提出了

一种FD-ADI-FDTD方法，这种方法可以处理德拜色散材料的欧姆损失，以及解决D源头激励的问题。参考文献［CoTh04a］详细介绍了如何利用源激发频谱在超宽带损耗介质中处理CLF稳态的情况。该损耗案例中的错误被证明和有适当N_{CFL}调整的无损情况相同。FD-ADI-FDTD方法有适用于可容纳错误高于0.1与$N_{CFL} \geqslant 6$的情况，此时比FD-FDTD在仿真时间效率上有所提升。尽管和FD-FDTD法相比，FD-ADI-FDTD优势在于没有稳定的Δt限制值，这使得FD-ADI-FDTD处理时间大大减少了，但是准确度在一定程度上削弱了这个优势，因为准确性在很大程度上取决于离散时间和空间离散。因此，参考文献［CoTh04b］也归纳了在超宽带系统中设定一个合适的Δt值的方法。

2. 抛物方程方法

抛物线方程（Parabolic Equation，PE）的方法基于近轴近似的波动方程。假设按照首选的传播方向传播，全波方法可以同时精确地表示所有波现象如衍射、折射和反射。假设已知散射物体初始平面的参数和足够的边界条件，外部边界的积分域给定，那么就很容易在一定范围内确定传播方向。在这里，不涉及过多的积分和矩阵运算。这说明这个方法实现了传播的目的，特别是对二维方程。在传播方向的15°以内，这个方法是十分精确的。应用该方法的二维情况来描述微波信道传送中的现象已经有了一定的成果。事实上，这种传送占目前全世界区域的15%（特别在潮湿像沿海地区的环境），因此可以分析出能计算出在这种情况下的传播是重要的。参考文献［SiMi03］的结果表明，地面的信道在短距离内（至少3km）影响传输，这种影响是由干扰最小值点的移动产生的。在这些极小值点中，标准流情况和信道情况对于50m的信道层可能相差超过20dB。参考文献［SiMi03］讨论了在2.5GHz和5.8GHz两个链路下，蒸发波导厚度变化的影响。其中也举例说明了一定范围内相关信道情况。最后一个例子中有5~10dB的损失。在上面提到的所有文章中，都假设了下表面是一个良导体。参考文献［SiMi04］和［SiMi05］介绍了地形影响。参考文献［SiMi04］评估了UMTS频率（2.1674GHz）下地形和管道对UMTS路径损耗的综合效应。在比较标准情况（见图4.5）和信道情况（见图4.6）时，我们可以看到信道情况可以帮助增加山谷信号。基于对PE准确度以及提供定量评估的损失的能力，参考文献［SiMi05］对索非亚地区的地形剖面数据准确度的重要性进行了讨论。参考文献［SiMi05］同时也讨论了地面类型（垂直极化）对其的影响。另一个显著的问题就是波在森林边缘传播的情况。PE方法十分适用于这个问题。参考文献［WaHo03］以衍射几何理论（Geometric Theory of Diffraction，GTD）逼近的方法比较了1.3555GHz和1.5995GHz水平极化链路。对低接收机的高度，测试结果相差至少20dB。这种二维的PE解法和列昂托维奇边界条件对于地面和目标区域上的吸收层测量结果一般在±5dB范围内一致。

4.2.3 射线法

这里对两个根本不同的方法加以区分。一种是使用不定位于空间但占据整个空间的射线（从而满足麦克斯韦的假设）。这种高斯射线可能实现。我们将在第一部分讨论这个问题。另一种方法是使用射线作为一个整体（平面、柱面或球面波）满足麦克斯韦

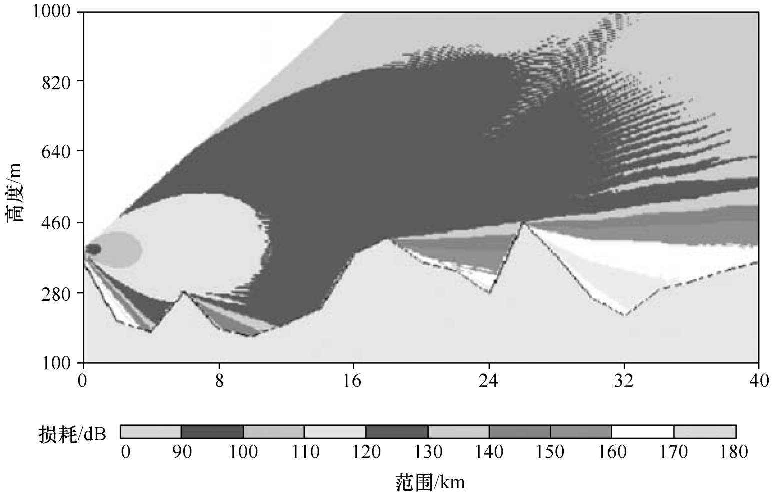


图 4.5　标准情况下的信道损失

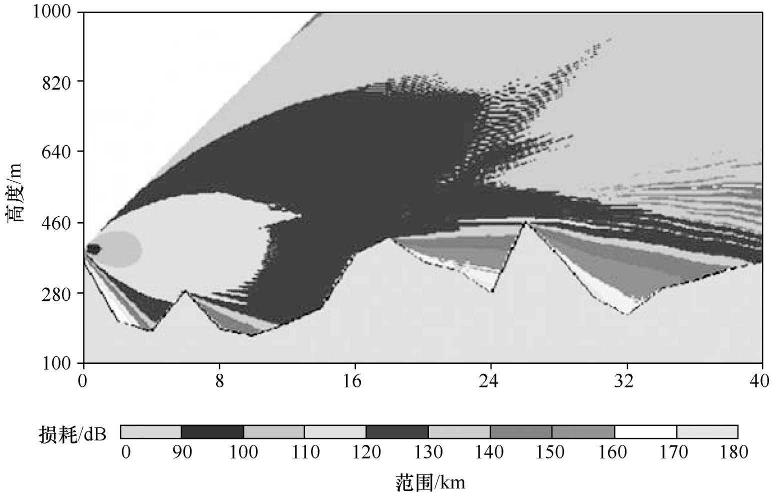


图 4.6　450m 和 550m 之间 100m 高的导电层下的路径损失

方程，这种现象是不大可能实现的。有些方法确实能完全追踪射线并计算出不同的反射和衍射点，这是一个繁琐的几何程序。另外一些发射射线，利用接收球面确定有关的实际接收机的位置。

1. 高斯光束

参考文献［TaLH02］采用光束发射的方法来计算室内环境中的场。首先使用 Gabor 框架把源场分解成一束波场。这个过程完全等效于平面或圆柱波的天线场的分解。推导高斯光束在平面边界的反射表达式并用于计算在毫米波频率（57～59MHz）下室内的通道情况。事实上，对于这些频率，衍射是可以忽略的，因此这里没有考虑衍射。在小型实验室的测量结果证实了过程的有效性，甚至只要满足主要通道测量准确条

件即可。

2. 几何光学模型

许多文献对此模型进行了研究并提供了其在（移动）通信世界的应用。4.3节描述了用统一的衍射理论（Uniform Theory of Diffraction，UTD）做进一步研究，这是众多研究中的一种，而另外的一些提供了如衍射之类的具体的波现象的处理，我们将在这里讨论这个问题。参考文献［GLBM02］用几何光学方法计算风力对通信安全系统（像雷达）的影响。注意一些不同的影响，这些影响都是根据研究系统离涡轮的距离得出的。

1）在有限的地理范围缩小该系统的范围，深阴影衰落将变成一个平滑阴影衰落。这种效应还会大大降低频率，因此它只对雷达系统比较重要。

2）雷达系统的虚假回波（幻象）发生区域。

在这篇文献中，还要讨论通信系统延迟差以及资源描述框架（Resource Description Framework，RDF）的准确性。这两者对于调查涡轮的停放位置和所考虑的系统是微不足道的，但如果涡轮机放置的位置过于接近系统，那么这两者将可能非常重要。最后，我们用一种时间方法研究工作在312kHz的差分全球定位系统（Differential Global Positioning System，DGPS）中涡轮停放位置的影响。在特定位置下，朝向大海传输的波有很大的改善，就像低频率天线寄生作用一样。参考文献［LiTC05］用球面波近似方法进一步量化三维地区，在三维地区有4个不同种类的假回波可能会出现。参考文献［HHBW01］用一个简单的射线光束预测工具评估市区里的路径损失。此结论被用于UMTS的负载规划。在这几篇文献中，参考文献［ElVa03］对经典UTD理论进行了扩展。在这里推导了一种有损电介质楔理论，以兼顾入射角和衍射角的乘法因素。只用平面波菲涅尔反射系数就显著改善了有损介质的衍射场。

另一篇参考文献［TrLC04］则详细说明了经典三维射线曲面跟踪方案。其中最困难的部分不是处理繁多的衍射电磁场，而是如何找到一个快速的方法来确定对这个曲面波的反射点。在这种情况下假设一个柱面。在发射机-接收机距离准确度在0.1%的具体情况下，迭代过程收敛包含6个步骤。参考文献［RoMJL04］涉及一个。它利用的是一个满足上述天线的位置、水平、低于刀刃平面的球面波。该结果与夏贝尔托尼结果吻合，并在最多2.27dB范围内是精确的，同时多边缘衍射解决方案需要更少的计算时间，参考文献［DeHS03］描述了使用全3D GTD的理论分析MIMO的一般过程。在这里，通过简化单跳反射几何离散数（被称为散射）提高了效率。与现实在1.95GHz和120MHz带宽的测量结果相比，只是通过调整簇散射的大小、散射系数的数目和莱斯因子K，在半开放环境中单跳回波就可以得到很好的准确度。

射线跟踪方法也可以用来确定材料的介电常数。事实上，参考文献［JKVW05］是在不同入射角，利用简单幅度反射测量合适的平面墙壁介电常数。通过引入散射系数，它甚至有可能把散射辐射引入到反射模型，给人一种更为现实的散射场表示，从而如预期的对平板墙有一个较小（0.05）的增值，对更加不规则的农村建筑的墙壁增值能达到0.4（见参考文献［EFVG05］）。

4.3　确定性传播模型

4.3.1　引言

确定性传播模型旨在复制或研究给定环境中实际物理无线电传播过程。这种方法特别适合用于人工环境，如建筑物和街道之类的几何障碍物，在这里无线电波间的相互影响比较简单。在这种情况下，环境的几何特性和无线链路的电磁场特性可以被描述并存储在数据库中。通过计算和分析公式/或计算机程序，可以计算相应的传播区。该决定性变化的准确程度取决于所选择的方式。虽然有些方法可以适当考虑为“确定性的”，而其他一些可能被定义为“混合”或“半统计”的，但是只要它们停止一些确定性因素和/或描述平均值、统计，参数，就能减少复杂度和计算时间。确定性的程度与环境表征的准确性相关。例如，在用土壤中的使用情况和建筑密度来描述一个环境中利用很准确，完整波 FDTD 法将是无稽之谈。市售城市数据库并不非常准确和详细。因此，这些非常敏感的影响数据库的准确性的传播（例如快速衰落、漫散射、相位和偏振等）必须忽略或以统计方式处理。确定性传播模型相对统计模型（如 Hata-like 的模型或统计信道模型）有一定的优点和缺点。确定性模型在实际中有存在意义，它准确、灵活。另一方面，统计模型更简单、快捷，更综合，因为它们的输出针对的是整类问题，而不是单一的问题。

一般来说，统计信道模式用在链路层设计阶段，同时确定性模型用于移动无线电系统的规划阶段。然而，尽管使用的确定性场预测可能在原则上会产生很大的优势，降低成本方面的部署和提高服务质量，但是高费用和输入数据库的低可靠性、计算机程序的复杂度和相应的处理时间较长等，使确定性模型的广泛使用仍然受限。基于这些原因，COST—273 大多数研究集中在以下课题：讨论数据库处理（见参考文献［ScWi03］，［CoLA03］，［DeFA04］），数据库精度灵敏度（见参考文献［NaCB04］）和缩短 CPU 处理时间（见参考文献［HoWW03］，［CoLA03］，［DeFA04］，［WWWW04］，［BCFF02］）。原则上，如允许射线追踪多维表征传播确定性模型，即可能得到多径场的时间和空间分布（角信息出发/到达）。这可能是非常适合于设计和规划现在和未来的系统（如 MIMO 技术系统之类使用阵列天线和/或空时编码技术的系统）。然而，由于输入数据库的不准确性，弥散射和一般的多径传播过程建模的局限性，至今模型的多维特性还不成熟。因此，有些作者已经着力于改善确定性模型建模能力，如参考文献［DDGW03］，［DESGK02］，［FuMa03］，［BHHT04a］，［JePK05］，［GhTI04］，［Bert02］。最后，确定性模型及其模拟现实的传播能力已经被应用到系统评估，如网络规划问题、系统绩效评估、定位技术等（见参考文献（［CoWS04］，［WHZL02］，［ZBLL04］，［Fusc04］）。确定性和半确定性场预测模型和技术的表现，利弊将在本节中描述。应用方面和这些模型的总体比较主要包括数据库的准确性灵敏度、计算时间、漫散射建模和性能指标等。由于输入数据库的可靠性和成本是一个值得关注的问题，4.3.2 节将详细的讨论这个问题。我们按照从严格的、复杂的（4.3.3 节）到简单的（4.3.7 节）顺序分析各种模型。

4.3.2　输入数据库问题

确定性的传播模型需要输入对环境的适当描述。在市区传播模型中，必须提供每个对象（建筑、墙壁、地面）的几何和电磁描述并存储在数据库中，我们感兴趣的也在这个地方。室外数据库可以用立体摄影测量从空间角度依靠数字化土地数据或数字化的模拟图提取。如果把空间域离散为像素，每个像素的几何或电磁参数被存储并得到一个栅格数据库。否则，如果环境分解为基本的几何元素（三角形、多边形、段等），那我们就得到一个矢量数据库。矢量数据库通常比栅格数据库更紧凑、准确，因此除非另有说明，本节默认使用矢量数据库。在矢量数据库，建筑物通常表示为顶部平坦的多边形棱镜。在所有情况下，城市数据库的内在成本高，从几百到几千欧元每平方公里不等。此外，它能达到的准确度有限。城市数据库错误标准差相对于横向坐标有0.5m的数量级，对垂直坐标更大。通常无法获得垂直方向或由于天台偏离平面多边形导致目标错误，这会对天台传播模型可靠性有明显的影响。此外，通常无法获得环境杂乱的数据（如植被、车辆、路牌等）或其与模型不相符。我们需要把可靠性作为可取的质量要素，同时对细节层次不能有太多依赖。详情（有时与“准确性”相混淆）是指大量的建筑元素（如内部尺寸、压痕、边缘、屋顶结构等）尽管相对不规律，但还是可以大大提升数据库的大小，以更适当地增加计算预测的时间。因此，几何数据库往往必须妥善“清除”或简化才可以被输入到确定性传播模型。

在室内情况，地面和建筑物的空间分区CAD模型的原生成文件格式（DWG格式）或数据交换格式（Data Exchange Format，DXF）通常可以从大楼的建筑设计文件中提取。在这种情况下，数据库的准确性是很好的。然而，当然不包括附属品，与实际测量情况相比，不管已通过的模型的准确度多高，提供的建筑总会存在问题。室外和室内环境中电磁描述也不准确，这是因为缺乏相关信息。通常采用有效的电磁参数描述复合材料，有效的电磁参数即入射波的反射、透射和衍射。我们通常选择使用介电常数ϵ_r和各类材料的电导率σ文献值和经验值。例如，欧洲城市的典型建筑墙壁一般设$\epsilon_r=5$，$\sigma=10^{-2}$。

每个环境类型（室内、人口密集的城市、郊区等）都有适合的数据库格式，每个数据库格式关联到合适的传播模型。因此，混合环境造成了数据库处理和场预测模型的一些问题。不同的数据类型必须通过适当的统一转换、插值，简化和/或不同的传播必须与某种模式相结合。尽管COST 273作者很少研究数据库问题，但是在如高成本、低可靠性和输入数据库高复杂度（和高处理和预测时间）的问题下，显而易见的，这个问题是确定性传播模型广泛应用的主要限制。COST 273对相关的数据库提取，处理和简化的研究我们将在本节的剩余部分中做简要的说明。

1. 电磁参数的确定

在参考文献［ScWi03］中考虑了医院里频率范围为600MHz～5.2GHz的波传播的射线跟踪模拟。导致医院和其他建筑物波传播不同的原因是其墙壁的特殊构造。有些墙含有金属层，例如对面有铬镍不锈钢墙壁的手术室，有屏蔽墙的X射线室或有屏蔽电磁兼容（Electro-Magnetic Compatibility，EMC）墙的磁共振（MRTo）室。如果这些金属（铜、铅、茨尔尼钢）在仿真中使用真正的电导率模拟，这将导致墙壁的无限屏蔽，因

为没有考虑金属层间隙和开口。基于这个原因，对每种这样的墙壁的参数确定都要在不同的医院多次测量单墙衰减并两次比较相邻房间衰减的测量值和仿真值。单墙衰减是在墙壁的两侧放置喇叭天线并测量通过墙体的发射功率衰减。对于大多数墙来说，得到在整个频率范围从 600MHz ~ 5.2GHz 有效的构造参数（见表 4.1）是有可能的。然而，这对于 MRTo 室的墙壁则行不通，因为这个房间铜的 EMC 屏蔽对频率相关十分敏感。因此，分别测定它的所有 5 个频率的有效电导率，见表 4.2。

表 4.1　在医院的墙壁组成和结构参数

房间类型	材　料	厚　度	ξ'	ξ''	σ/(S/m)
病房	石膏板	2.5cm	2.4	0.01	0.0
	岩棉	2.7cm	1.2	0.02	0.03
	石膏板	2.5cm	2.4	0.01	0.0
X 射线室	石膏板	2.5cm	2.4	0.01	0.0
	铅	1.0mm	1.0	0.0	70
	岩棉	7.5cm	1.2	0.02	0.03
	石膏板	2.5cm	2.4	0.01	0.0
手术室 1	茨尔尼钢	0.8mm	1.0	0.0	1.0
	石膏板	1.8cm	2.4	0.01	0.0
	岩棉	7.5cm	1.2	0.02	0.03
	石膏板	1.8cm	2.4	0.01	0.0
	茨尔尼钢	0.8mm	1.0	0.0	1.0
手术室 2	千思板	0.5cm	3.0	0.1	0.0
	石膏板	2.0cm	2.4	0.01	0.0
	铅	0.5mm	1.0	0.0	20
	岩棉	7.5cm	1.2	0.02	0.03
	石膏板	2.0cm	2.4	0.01	0.0
	千思板	0.5cm	3.0	0.1	0.0
MRTo 室	硬纸板	1.3cm	2.5	0.1	0.0
	泡沫塑料	2.0cm	1.1	0.0	0.0
	铜屏蔽	0.16cm	1.0	0.0	$\sigma(f)$(见表 4.2)
	岩棉	7.0cm	1.2	0.02	0.03
	石膏板	2.5cm	2.4	0.01	0.0
	岩棉	7.5cm	1.2	0.02	0.03
	石膏板	2.5cm	2.4	0.01	0.0

表 4.2　射线追踪模拟 EMC 屏蔽下的 MRTo 室的频率依赖性传导 σ

频率/MHz	σ/(S/m)
600	750×10^2
900	400×10^2
1800	230×10^2
2450	120×10^2
5200	70×10^2

类似于参考文献［JePK05］和［JKVW05］对电磁参数的测量，通过测定指定天线通过不同墙壁的反射和发送功率确定参数。在 IEEE 802.11b 传输系统中使用了两个功率控制（Power Control，PC）。为了在周围物体的杂散信号中区分反射或发送信号所需的杂散信号，IEEE 802.11b 采用伪噪声（Pseudo-Noise，PN）序列给出了时域解。由"反馈"迭代技术对电磁特性进行了测定，直到生成的测量值有足够的准确度（见图4.7），否则把电磁的参数输入到三维射线追踪的工具（见4.3.4节）将不尽相同。

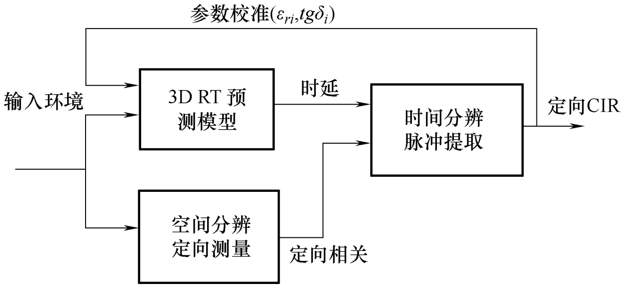


图4.7　迭代技术的电磁参数的确定

2. 混合数据库处理

无线电通信系统如 DAB、DVB，3G 的公共网络和 WLAN 处在城市和郊区并存的环境中。为了保证在不同环境（室内、微孔、微单元等）下高质量的室内覆盖，或控制复杂网络不同的单元层之间的限制和干扰，确定性模拟工具在适当的多环境数据库处理技术中是必需的。在参考文献［LoCo02a］，［CoLA03］和［LoCo05］中提出了多环境预测工具，这种工具基于2.5节射线发射技术，用于室外、室外-室内传播和室内传播的三维射线追踪（见4.3.4节）。采用优化的室内数据库格式提高无重大损失的室内预测的准确性。只有能对传播机制产生较大影响的主要结构（通常是地面、外墙和混凝土部分）能应用于多径射线轨迹计算，确定路径衰减就只需要考虑光分区。主要结构和光分区的主要区别在数据库中得到合并。混合无线网络（覆盖范围和 QoS）分析要求在一个唯一的地理系统中完成室外和室内的预测。因此，这两种地形模型，室外地图数据和三维建筑物描述必须完全符合。土地使用情况数据也被认为是可用的。由建筑计划得到的室内建筑描述一般可在当地坐标系统中取得。连续等距变换必须用于调整当地的位于室外地图数据上的室外的建筑轮廓描述。混合型数据库处理的问题也在参考文献

［KüMe02］和［KEGJ03］有所讨论。前篇论文给出并测量验证了室外室内穿透经验模型。当然，由于两个不同的环境必须以一个统一的方式处理，那么必须通过适当的转换程序（见 9.2 节）。后篇论文提出自动规划 UMTS 网络自动传播模型，这是对欧洲计划的信息社会技术（Information Society Technologies，IST）模型和网络规划以及控制-IST 计划模拟仿真的结果之一。由于模型必须在不同的应用场景（宏观、微蜂窝和室内）使用，处理地区之间不同解决方案的数字地形和城市数据库的过渡算法已获得发展。这项工作在 9.2 节中有一个全面的说明。

3. 几何简化数据库

城市预测工具始终在一组离散测试点、一个路由或者一个受限区域（如一个城市的一个单元或者一部分）运行。由于计算时间主要取决于输入数据库的大小，通过选择拓扑结构的活动区域来最小化其大小是十分必需的，即只选择参与传播过程的建筑物或障碍物。对场强预测而言，活动区域仅限于无线电终端之间和周围的障碍，因此，活跃的领域可以很容易地用拇指原则猜到。相反，时间和角度的多路径分布情况将被确定，虽然远，但突出的障碍可能对预测结果产生重大影响，因此我们需要一个科学的标准。参考文献［DeFA04］提出了一个方法来达到这一目的。该方法是基于这样一种想法的：运行粗略的、启发式场预测模型来确定影响传播的建筑群。

其基本假设是，遇到建筑墙之间的 1 个（或 2 个）相互作用（通常称为第一（二）阶线）的通路可能比多元相互作用的射线通路更强，因为更多的相互作用对应较多集中损失和较高的分布式路径损耗。因此，选择建筑物简化方法，建筑物属于如下三类（A，B，C）。

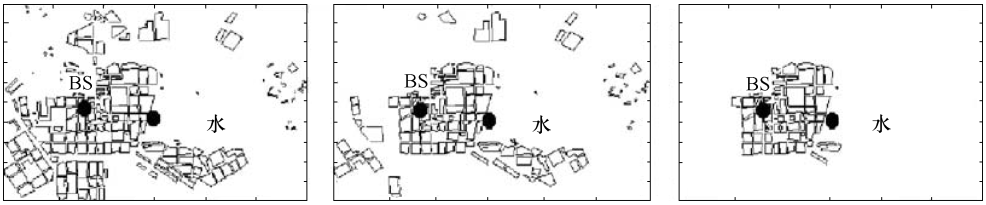
（A）位于无线电终端之间和周围的建筑物，建筑物位于一个以 TX 和 RX 为焦点的椭圆内，并选择给定偏心。通常偏心值的选定满足终端完全由建筑物包围。

（B）无论从 TX、RX 或两个终端都可以直接“看到”建筑物，因此产生第一或第二阶射线。通过一个嵌入到光线跟踪（RT）工具中的简单的几何能见度工具完成这一步。

（C）建筑物不属于 A 类和 B 类，但很可能由于其高度（比一般建筑物更高）或方向产生如低阶射线而影响传播。

在（A）中提到的椭圆，其中心被选为圆柱参考系统的原点 O，同时地图分为给定振幅 $\Delta\psi$ 扇形分区。每个扇形的平均建筑物高度 H_a，高度可变范围为 Δh。然后，选中所有高于平均高度（$H > H_a + \Delta h$）的建筑物。只有在至少有一个几乎垂直的墙壁（在径向坐标给定的角度容限）情况下，我们选择建筑物的平均高度（即 $H_a - \Delta h < H < H_a + \Delta h$）。这意味着如果理想情况下能向椭圆形反向散射能量（即从 TX 到 RX），它们将被选中。一旦类别 A、B 或 C 被确定，相应的楼宇将被收入简化地图同时丢弃副本。如果有一个以上的 RX（TX）存在（例如接收机路径）整个算法对每个 RX（TX）执行一次，每次加入新的建筑物的简化图。

图 4.8 显示了赫尔辛基市的简单情况。参考文献［DeFA04］显示在这方面情况下，RT 预测的 CPU 时间可从 2131min（全图）缩短至 300min（简化地图）而 DS 和 AS 预测几乎没有退化。相反，猜图的宽带结果是不可接受的。



a) 完整地图(183大楼)　b) 简化地图(118大楼)　c) 猜图(69楼)

图 4.8　环赫尔辛基地图；黑点 = 无线终端。

4.3.3　电磁模型

电磁方法的目的是直接解决一些离散的麦克斯韦方程组（见 4.2 节）。根据麦克斯韦方程的应用形式和区域离散，各种方法都可以被确定，如有限元法（Finite Element Method，FEM）、FDTD 法、矩量法（Method of Moments，MoM）和其他方法。在无线电频率场强预测中电磁方法是不常用的，主要的原因是波长相对环境尺寸较小。事实上，由于空间离散必须是波长的一小部分，整个网格尺寸将是巨大的，因此内存占用和运算时间可能会变得无法忍受。此外输入数据库和输出预测整体水平的准确性往往不高，以至于不能采用复杂的数值方法。电磁方法需要双方的几何形状和环境电磁参数的详细说明。实际的（如反对有效）电磁参数必须为组成环境的每个单一结构所使用。

COST 273 中，只有 FDTD 法已被用于确定场强预测。在参考文献［Schä03］中，FDTD 方法用来研究在医院中相邻房间的波传播，波频率范围从 42.6 ~ 300MHz。对于一个像医院这么复杂环境下传播的准确模拟，它的墙壁有金属层和比波长小的金属层间隙，建立在麦克斯韦方程解和组成每个房间每一层的详细描述都是不可缺少的。我们对不同频率和偏振下两个相邻房间的波传播的结果进行了比较与测量。上面的模拟频率受限于计算机的有限随机存储器（Random Access Memory，RAM）资源，因为要把计算区域分成长方体这样才能使得其比波长更小。对一个约 4GB 的 RAM 和约 10m × 5m × 3m 的计算区域，它可能的模拟频率高达 500MHz。为了确定所谓的“空间衰减”，在房间内放置一个发射机，对相邻的房间路径损耗进行了数值模拟或测量。

图 4.9 显示了不同类型的客房空间的垂直极化衰减。显然，模拟值与实测值有很好的一致性。此外，我们得到了不同偏振的房间衰减：结果表明，由于墙壁内的间隙方向，房间衰减和场模式在很大程度上取决于偏振。

4.3.4　射线模型

射线模型基于几何光学（Geometrical Optics，GO）模型理论及其物体表面的反射和传输、边缘衍射（见 4.2 节）的扩展。几何光学理论的基础是所谓的射线近似，它在波长相对于环境障碍尺寸足够小时是有效的。它通常用在城市无线电传播中。根据这个假设，电磁场与多径传播可以用一组光束或射线束表示，这取决于其横向扩展。射线有

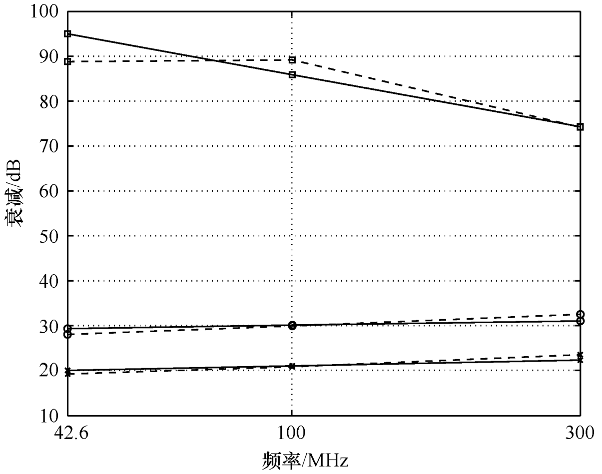


图 4.9　空间衰减的测量和模拟值比较。(通过绘制：测量；虚线：模拟；方形：MRTo 室；圆圈：操作室；X-标志：X 光室)

一个空的横向层面，因此在原则上可以说场强有无限解。由于常常采用空间离散，光束（磁通管）有有限的横向界面。然而高斯光束虽能无限延长，但场强仍集中在一个轴上（见参考文献［TaLH02］）。如果采用光束，必须限制空间解。采用射线的模型通常称为 RT 模型。采用光束的模型通常称为光启动（Beam Launching，BL）模型，有时称为光束跟踪模型。在 RT 算法中，两个终端的位置在通用迭代的开始就被指定了。然后，通过几何方法，根据 GO 规则和到达的最大连续反射/衍射数目（通常被称为预测阶数），可以得到所有可能从 TX 到达 RX 的射线。在 BL 算法中通常只有一个终端（TX）的位置在开始时指定。然后把空间离散成为扇区，每一个扇区对应一个空间发射光束。每次遇到障碍，光线依据 GO 规则反射或衍射。然而在 BL 模型中，空间解会随着到 TX 的距离的增大而减少。像前面说的一样，RT 法适合于精确的点对点预测，而 BL 法适合大面积覆盖的预测。BL 法和 RT 法在一定程度上均模仿了多径传播过程。多径传播的多维现象（时间和角度分散，空间去相关，快衰落等）原则上可复制射线模型。然而，由于环境描述和传播过程建模的限制，现在多维性能模型还需要改进（见参考文献［Bert02］）。

计算时间几乎与输入数据库的大小和预测阶数呈指数关系增加，是光模型的主要缺点。因此，无论是通过把 3D 降至 2D 或 2.5D 这种降维方法还是在某种程度上限制射线或光追踪到一个优势射线的子集方式的研究均已经取得了很大的进展。在二维模型中，假定波在一个水平面上传播，此平面几乎平行于地面，并假设传播系统包含无线电终端。但是，这只有在无线电终端全在同一高度并且屋顶之上的（Over Roof Top，ORT）路径可以忽略不计的情况下是完全正确的。在 2.5 维模型而非完整的 3D 模型预测中，光线追踪是在两个或两个以上的 2D 平面之间进行的。两个平面通常被认为是：水平平面和垂直平面，后者是一个垂直于地面的平面，包含无线电终端和无线电主要的 ORT 无线路径。参考文献［Bert02］说明了在不同射线模型中存在的一个有趣的现象。特别

是被称为垂直平面发射（Vertical Plane Launch，VPL）的原始 2.5 维的方法也在此文献中有所描述。由于满足 GO 规则的射线属于垂直折叠平面（见图 4.10），而这些平面在地面上的投影呈现的分段线性也满足 2D 情况的 GO 规则，其基本思想是在水平平面上执行一个二维射线追踪。然后通过分析处理找到展开的垂直平面射线的实际三维路径。与在赫尔辛基进行的测量相比，VPL 电场强度预测有更好的性能。特别地，平均误差是 1/10dB，对于所有测量路线错误的标准偏差大约为 4dB。其时延扩展预测性能不是很好。

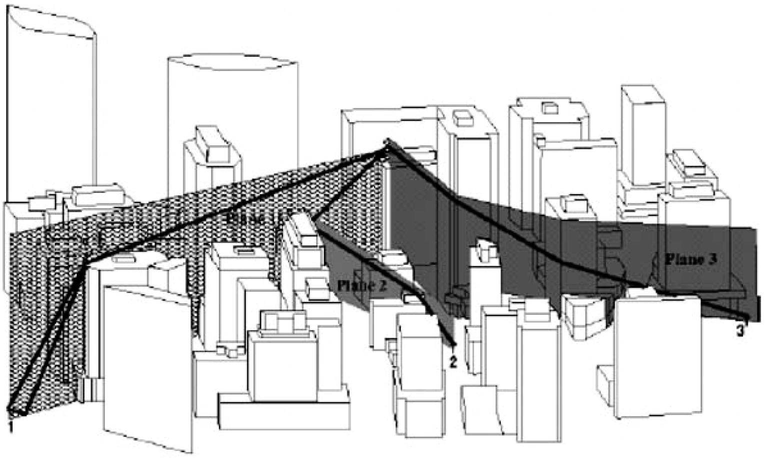


图 4.10　VPL 射线追踪示例

参考文献［LoCo02a］，［CoLA03］和［LoCo05］提出了一种对室外和室内无线覆盖均可预测的复杂的光同步工具。该模型的基础是水平平面二维 BL 法和多刀边衍射方法的结合，包括垂直平面 ORT 的径向路径（见参考文献［Deyg66］）。因此，该方法针对一种 2.5 维的情况。在水平平面采用光线发射相对于 RT 多领域的预测节省了 CPU 时间。此外，该模型可以处理室内到室外的渗透以及预测室外基站的室内覆盖。大楼建筑物内渗透和路径损失可以用两种不同的计算方法计算。如果没有准确的室内数据库，每一个主导射线撞击建筑物外墙后都会在建筑物内部延伸，服从以下经验统计公式：

$$L_{in-building}(dB) = L_{outside}(dB) + L_{interface}(dB) + d_{indoor}(m) + L_{linear}(dB/m) \quad (4.1)$$

式中，$L_{outside}$是计算渗透之前的路径损耗；$L_{interface}$是由于外墙传输造成的平均损耗；d_{indoor}是建筑物内的路径长度；L_{linear}是考虑装修和分区衰减的建筑物内传播造成的平均损耗。

图 4.11 举了一个用式（4.1）计算室外到室内覆盖的例子。很明显，五楼覆盖率比地下要好，这在现实世界中很容易试行。

室外到室内的传播，尤其在大多数用户常常处于室内的公共移动无线电系统（全球通或 UMTS）和数字视频广播系统中它是十分重要的。在参考文献［LoCo02b］，［CoLA03］和［LoCo05］提出了用在室内或者室外基站（WLAN 网络）对室内预测的一个准三维 RT 工具，它是完全综合 2.5 维室外一体的方法，采用在水平平面二维方法

(一个平面平行于每个楼层)，加上地板和天花板的反射。当然，室内 RT 模型可以详细计算室内多径效应。但是参考文献［LoCo05］表明，对于室外到室内覆盖预测，经验统计的方法［见式（4.1)］优于三维 RT 法。这可能是由于没有在 RT 模型中考虑到室内环境（家具等）杂乱所造成的影响，室内环境只依靠电脑辅助设计（Computer Aided Design，CAD）规划。

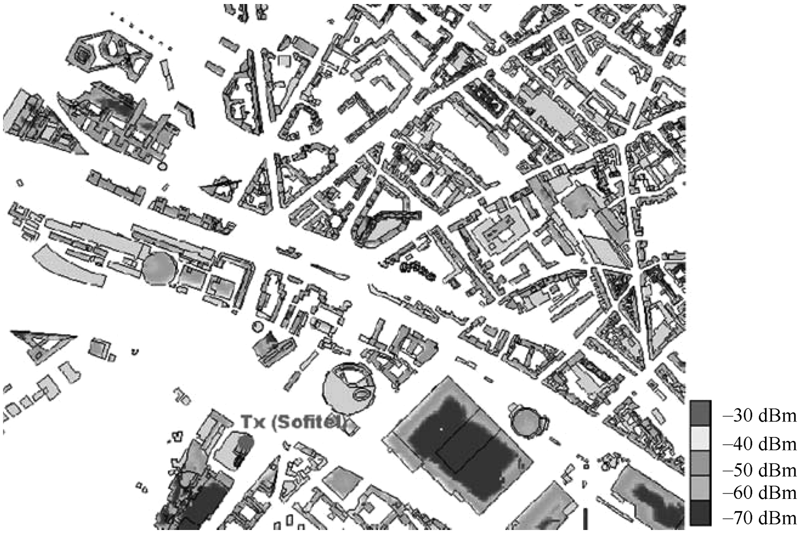


图4.11 室外到室内覆盖举例

另外参考文献［JePK05］研究了室内传播预测三维 RT 法。它用一个完整的三维 RT 工具结合测量数据确定墙壁的电磁参数（见4.3.2节)，其中考虑了多次反射，使用 UTD 系数的边缘衍射（见4.2节）和通过墙壁的传送。这是射线模型一个非常重要的应用，这得益于它们坚持依附实际的物理过程，它也可用于建模和多径传播的研究。

参考文献［TaLH02］提出了一个基于高斯光束发射技术的有趣的方法，它可以作为多径传播三维物理模型射线追踪的备选。该方法适用于室内的情况。通过采用基于 Gabor 框架的源场强分解，它可以表示为一个辐射场，辐射场用转化成空间和角频谱域的高斯函数的叠加来表示。通过多个反射和传输追踪高斯光束的方式是一种与常规 BL 类似的方式，然后，可以通过总结代表高斯光束变化的分析体系评估场。衍射是不予考虑的，但由于高斯光束的近轴集中，衍射应该满足对平面或球面波影响较小的条件。必须指出，一个给定的高斯光束只能对所有观测点进行一次参数计算：因此计算时间是独立于评估区域的观测点数目的。振幅延迟剖面模拟是在60GHz下一个面积为（3.5m×6.5m×2.8m）的小实验室的室内环境下进行的。为了验证模拟结果，用网络分析仪测量在59~61GHz的频率宽度下的性能。无论是模拟还是测量，发射和接收天线均是开放式波导。测量过程包括4个位置点的10~30个不同的测量取样点振幅/相位，这些位置的选取是为了说明不同类型的信道［Line-of-Sight（视距)、Non-Line-of-Sight（非视距)］用的。从模拟振幅延迟剖面计算方均根（Root Mean Square，RMS）的延迟传播

值，测量结果如图 4. 12 所示。为清楚起见，图中仅显示一个给定区域，该区域包含所有取样点的测试值，连同每个位置的平均值。毫不奇怪，模拟值比信道分布低，但测量和模拟结果的相对差异，对于视距情况（RX1）是最低的，这与先前已知的类似的环境和频率范围的结果一致。

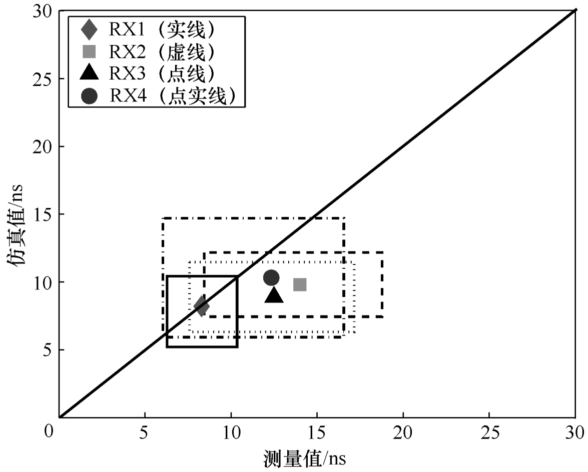


图 4. 12　方均根时延扩展：模拟和测量的比较

4. 3. 5　改进的射线模型技术

像以前章节中强调的那样，射线模型的一般特点是在城市环境宏蜂窝下的长计算时间，特别是在需要输入大型数据库时。此外，众所周知，传统的射线模型不能完全重现正确的空间和角度分布，结果产生宽带和多维预测性能的损害。除了以前章节的研究，例如数据库简化研究，快速 BL 法模型等，COST 273 具体研究了旨在减少计算时间和提高射线模型性能或容量的技术。

1. 提速技术

在参考文献［HoWW03］中提出了加速三维射线模型的新方法。由于数据库所考虑的城市在一个或更多的“运行”中始终是相同的拓扑结构，只有 TX 和 RX 的位置发生变化，大部分的光线保持不变：只有连接终端的射线才会发生改变。因此，可以执行一种“数据库预处理”方法，它只能依靠特殊的拓扑结构。在第一步中，建筑物墙壁被分为墙瓦及横向和垂直的边（见图 4. 13）。之后，确定这些不

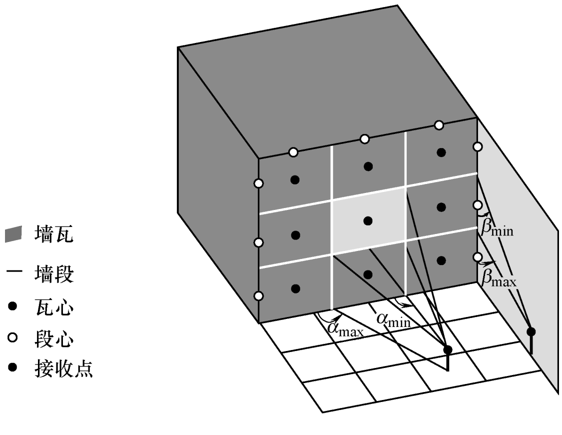


图 4. 13　墙壁的墙瓦及墙段

同元素（可能射线）之间的能见度并存储在一个文件中。数据库中所有墙瓦和墙段之间能见关系在预处理阶段计算，因为它们相对于终端的位置独立。出于这个目的，它们的中心代表所有的元素，这导致了路径发现的离散问题，如图 4.13 所示。基于这种路径寻找的处理可以像射线发射算法一样通过预处理所有可见元素并检测特殊情况下反射和衍射是否满足情况来获得。如果达到一个接收点或给定的相互影响的最大数量，那么停止射线搜索。如果在同一拓扑下必须进行连续运行，那么大部分的计算已经获得并存储在一个文件中。该模型显示在慕尼黑市 3 个不同的路由下性能良好，这是在 COST 231 盲测试考虑下：平均误差是小部分分贝，标准偏差约是 7dB。

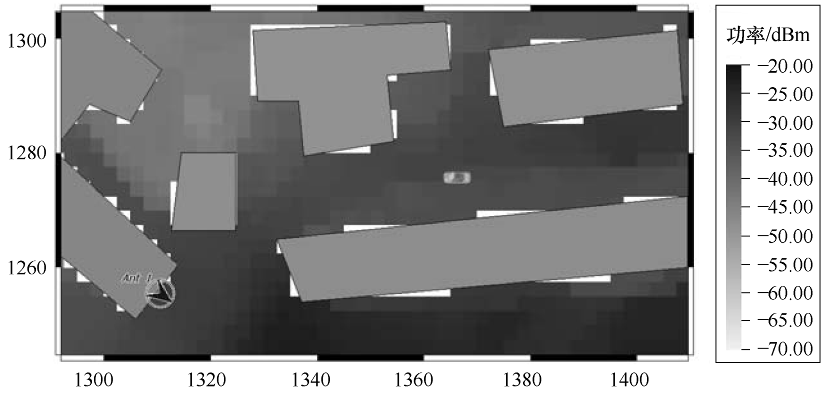
室内环境有类似的情况。在参考文献［WZWH03］中，室外的预测用了上述的同一种方法，然后对一个封闭的空间用另一个 BL 模式，用两个模型之间的适当接口实现从一个城市到一个室内场景的过渡计算，反之亦然，从而得到车辆或建筑内的接收功率或场强的精确计算。作为一个接口边界，包括整个室内数据库的一个多边形柱面是自动确定的。使用平均功率延迟曲线（Average Power Delay Profile，APDP）作为处理两个传播模型接口的适当的途径。它包括场强值、延迟和对车辆或建筑物的外墙电磁波的入射角。这两个传播模型之间之所以需要一个过渡是因为在室内或车辆内比市区的情况需要较小的离散。比较电场强度的预测结果和测量结果：和参考文献［HoWW03］得到的结果相比一致性良好。图 4.14 是一个室外基站对室内覆盖的预测示例。很明显场主要是通过车窗渗透进车内，因此在客运车厢它提供了一个比较好的覆盖。

2. 漫散射研究

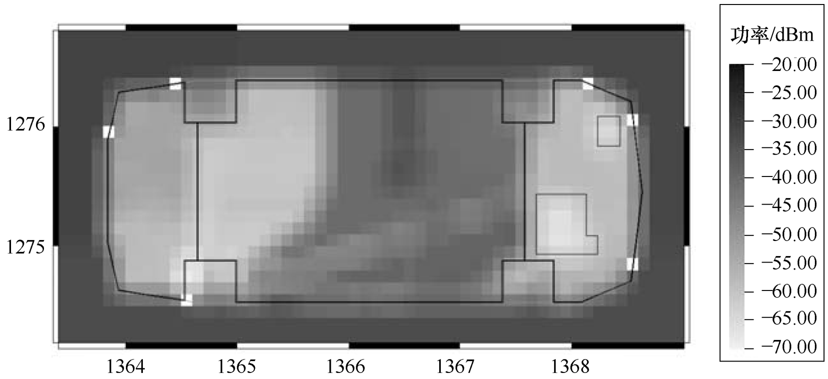
常规射线模型只考虑经过镜面反射或衍射的射线，但忽视了漫散射现象，这可能对传播产生重大影响。像这里的意图一样，漫散射是指一个统一的平层上的信号散射而不是镜面方向作为建筑物墙体的偏差（表面或体积不规则）。建筑物的漫墙壁散射建模是一个相当困难的问题，因为在大多数的假设理论研究中建筑墙的不规则通常不能用高斯表面粗糙度来建模。此外，建筑墙面旁边的物体（而不是其上的物体），如路牌、交通灯、广告牌和树木等，都有助于在市区环境下构建非 GO 散射。最近的研究一直集中于开发漫散射现象的某种射线理论（或现象）。在参考文献［Bert02］中有一个有趣的研究，它使用一种电磁场的方法来确定典型建筑物的漫散射特性。这项研究表明，漫散射集中在 Keller 衍射锥对应的外部装饰的水平和垂直边缘，如缩进结构和窗等。

但是，最近的一项实验研究（见参考文献［DEFVG05］）显示，单叶连续散射模式较好地体现了从远处观察典型的建筑墙体的平均散射能力。这可能是由于这一事实，即一个相当大百分比功率渗透进大楼，与家具和内部结构相互作用，然后再以一个明显不按衍射/反射规则的混乱方式重新穿出大楼。

在参考文献［BHHT04a］中，作者采用了先进的“合成阵”方法来确定一个带窗砖建筑墙体散射波的强度，角度和到达时间。墙壁被微带天线照亮，那么用 RX 天线（以及微带天线）对墙壁前的矩形空间扫描以配置一个 10×10 元素合成的均匀矩形阵列。该虚拟阵列的输出用 ESPRIT 的超分辨技术存储和处理，以确定每个单散射波并提取相应参数。结果表明，除了会反射的性能，墙壁产生大量的散射波：许多薄弱波归因于“砖的粗糙度”，强波是来自窗体的金属框架。



a) 对附近（覆盖面建筑物用灰色表示，基站用箭头表示）



b) 车内覆盖

图 4.14　一个 GSM 基站对一个停车场的渗透

参考文献［GhTI04］给出了一个相似的调查，以期查明在典型的城市微孔环境中主导散射的元素。在日本横滨市像这种人口稠密的城市地区进行了一连串的测试。发射（TX）和接收（RX）天线同时安装在 LoS 街头 3m 的高度上。街道宽 26m，TX 和 RX 天线都位于距同一侧街道 5.5m 地位置。周围大厦平均 20m 高。测量是在车流量很小的午夜完成的。在 RX 天线用一个旋转定向天线和一个滑动相关器，作者可以获得每一个 DoA 的电源延迟图。PDP 的分析显示，大部分的贡献是时间集群。通过比较精确的地图包括与接收功率的空间分布相关的所有现存物体，可以明显地观察到，对像招牌、交通标志、路灯、交通灯和环境中几乎任何金属物体所收到集群大多是分散波。功率因素表明，在一个人口稠密的城市地区这些物体的散射之和约占非视距接收功率的 20%。

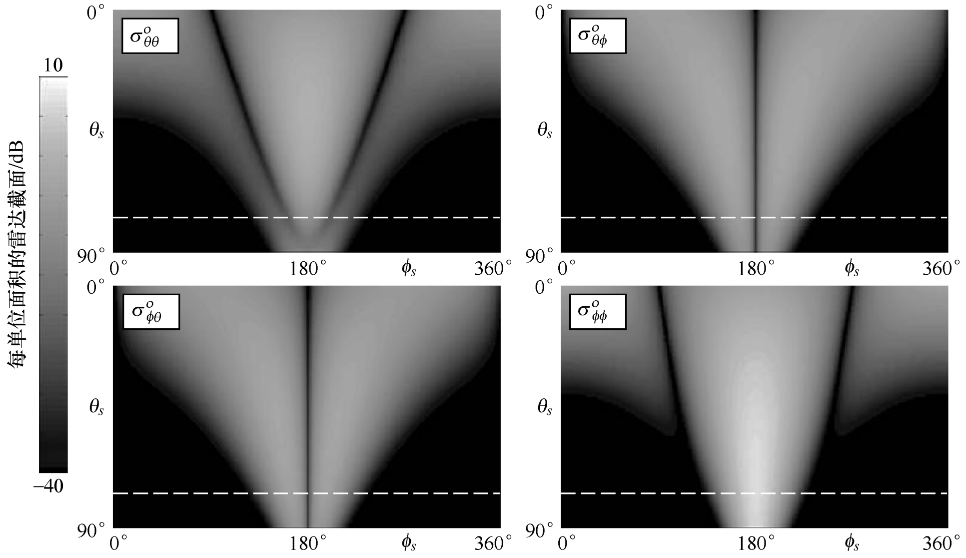
最近的研究表明，漫散射是在城市环境中确定无线电信号的时间和角度分布的基础（见参考文献［DeBe99］［LKTH02］）。有几位作者因此试图把漫散射性能扩展到射线模型中已达到改善多维宽带预测性能的目的。COST 273 关于这项研究的最初成果在参考文献［DDGW03］中，它提出了把表面粗糙度纳入确定 BL 模型的漫反射模型。据了解，散射是一些撞击在建筑物的墙壁上的能量而不是由于表面粗糙度造成的反射。散射

能源一般分为所谓的相干和非相干部分（见参考文献［UlMF96］）。相干部分随着表面粗糙度的减小而增加，而非相关（或扩散）组件会变得更加显著。由于粗糙表面散射通常是一个随机过程（与一个确定的例外（因此称为）表面结构），一般来说，只有其平均部分可以被包含在确定性射线传播模型中。这意味着组件可以由与标量和固定相位近似的基尔霍夫或更复杂的积分方程方法决定。该技术在参考文献［DDGW03］中提出，它用一个“随机”元素扩展了确定性模型，该随机元素能对不只包含平均值的散射过程瞬间实现。与基尔霍夫方法类似，该方法基于切平面近似，也就是说，它是适用于轻轻起伏的表面，与附带波长相比，其平面的水平维度较大。然而，与基尔霍夫模型相比，它只对稍微粗糙或非常粗糙的表面有效，提出随机散射方法包括同一时间的相干和非相干部分。利用射线发射，每个局部平面波前实际上是由多个离散射线，而不是一个离散射线组成。不是在相同的边界平面所有离散光线被折射，而是这个平面的方向（即其正常的方向向量）及其位置（即其高度）随着每个离散射线和每个反射统计的变化而变化。在这个意义上，每一个离散的射线代表一个局部平面波前的基本波。该局部切面直接关系到相应表面的粗糙度统计。这些切面都是局部的，在这个意义上讲，对每个离散射线产生一个不同的切平面。

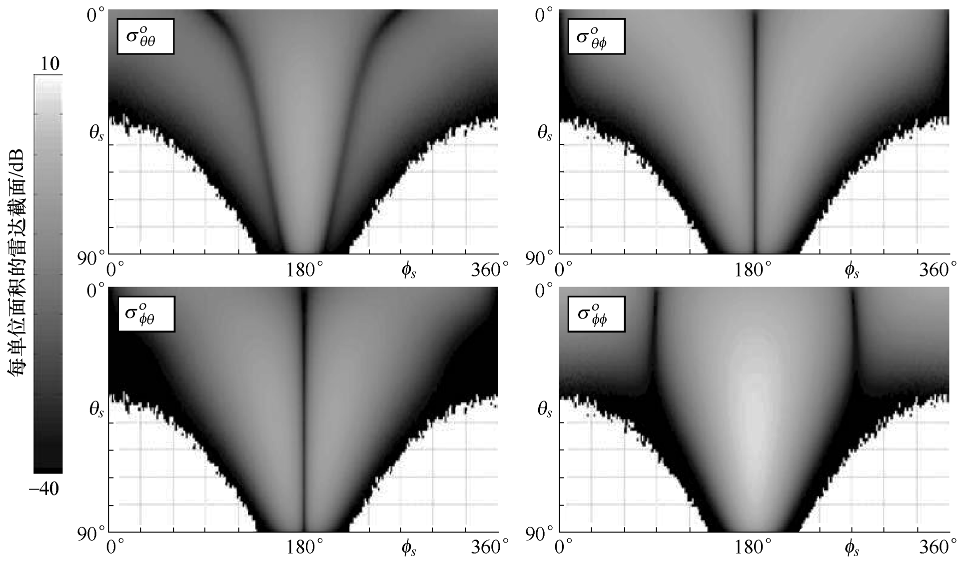
图 4.15 比较了这项新技术和基尔霍夫模型。例子中考虑：相对粗糙表面的表面高度标准差 $\sigma_h = 0.710$，相关长度 $L = 4\lambda_0$，相对介电常数 $\epsilon_r = (10 - j3)$ 和相对渗透率 $\mu_r = 1$，大小 $L_x = L_y = 8\lambda_0$。对于光线随机散射方法，各向同性源位于 $\theta_i = 60°$，$\phi_i = 0°$的位置，距离平面 $r_i = 2000\lambda_0$。在平面表面，该射线冲击被分隔成 x 和 y 方向各 $\lambda_0/10$，每次实现产生 $N = 81 \times 81 = 6561$ 条射线。在距离平面中心 $r_s = 2000\lambda_0$的上半球上确定其产生的场，这个距离相当于约 8 倍的远场的距离，一个 $\Delta\theta = \Delta\phi = 1°$。这个集合平均一共采用了 $M = 10^5$次实现。

图 4.15 描绘每单位面积的雷达截面（Radar Cross Section，RCS）矩阵的组成部分，单位面积是对固定相位近似的基尔霍夫散射模型的弥漫性（或不连贯）组成部分来说的，如图 4.15a 所示，图 4.15b 是用随机散射的方法。图 4.15a 中的折线表示基尔霍夫模型的有效性的区域限制。图 4.15b 中底层缺失的颜色标明用随机散射的方法射线无法到达的区域。反射方向的绝对值，例如 $\sigma^o_{\phi\phi}$在两种情况下都是 6.3dB。在这种表面类型中（低于不相关分量不少于 50dB）相干散射分量可以忽略不计。这两种方法都显示相同的平均散射能力：共极 $\phi\phi$ 组件比 $\theta\theta$ 组件有更明显的主瓣，在这个区域中散射能量的最大值在接近反射方向的区域，共极部分的最小值在反射 F 方向上。在不太粗糙的表面上的相干散射显示了基尔霍夫模型和随机散射方法的较好的一致性。应用此随机散射方法，随机（但直接）表面散射结合光传输模型成为可能。用一个“随机”的组成部分扩展了纯粹确定性 GO 模型，从而产生不同的预测结果，因此首次在光波传播非确定性散射模型中允许使用。

参考文献［DGMA04］和［DSGK02］提出了地表和体积不均匀下的 RT 模型的漫反射集成方法。参考文献［DeBe99］和［Degl01］提出了所谓的有效粗糙度（Effective Roughness，ER）方法，这种方法首先被用在三维 RT 模型并对测量结果进行了比较。根据 ER 方法，漫散射虽然主要是由于表面和体积不规则（如窗口、阳台、压痕、装饰



a) 基尔霍夫方法计算结果



b) 电脑与射线光学随机方法

图 4. 15　正方形粗糙表面每单位面积 $\sigma^o_{\theta\theta}$，$\sigma^o_{\theta\phi}$，$\sigma^o_{\phi\theta}$，$\sigma^o_{\phi\phi}$ 的 RCS 矩阵元素

（源方向：$\theta_i = 60°$，$\phi_i = 0°$）

元素、雨水管、内部加强、电源线、暖气管等)，但是我们假设是由表面粗糙度引起的散射。为了考虑不只是真实的表面粗糙度，还有上面提到要素的平均的影响，每面墙壁的有效粗糙度都将被联系。兰伯特散射模式归因于每面墙壁（如果墙面距离 TX 和 RX 足够远）或每个表面元素（如果墙面封闭)。每个墙壁的散射可以从墙与 TX、RX 的距离以及方向用功率平衡的简单分析公式直接计算，这只取决于一个参数，散射参数 S. S 定义为散射场的幅度比入射场表面附近的幅度。在墙体较远的情况下，总散射场振幅二次方是

$$E_s^2 = K_o^2 S^2 \frac{A\cos\cos\theta_i \cos\cos\theta_s}{\pi} \frac{1}{r_i^2 r_s^2}; \quad K_o = \sqrt{60 G_t P_t}, \tag{4.2}$$

式中，G_t和 P_t分别是发射天线的增益和输入功率；A 是墙体的面积。

式（4.2）的角度和距离如图 4.16 所示。为了满足整体的功率平衡，镜面反射和衍射也相应地减弱，这种减弱是根据瑞利因子 R 进行的。典型建筑物的实际 S 和 R 值为 $S=0.4$ 及 $R=0.6$（见参考文献［DeBe99］)。为简单起见，只考虑一阶散射。参考文献［DEGDA04］结果报告了在斯德哥尔摩城市的微单元环境功率延迟剖面测量和模拟的对比。漫射部分被证明是十分重要的，特别是在宏蜂窝宽带评估中。例如在图 4.17 中，在 $S=0.4$ 与 $S=0.6$ 情况下均匹配良好。相反，在普通的二维 RT 模型得不到散射的结果是不可接受的。请注意，二维射线跟踪结果不包括第一个高峰，这当然必须使用 ORT 计算模型。因此，利用传统的二维 RT + ORT 模型预测的整体接收功率确实具有良好的准确性，同时，由于对功率延迟剖面尾部的严重低估，如 DS 之类宽带参数将被严重低估。类似的结果，参考文献［DSGK02］报告了在赫尔辛基市多径信道时延扩展和角度的更完整的描述（见 4.5 节)。

参考文献［DeFG03］报告了在 ORT 传播散射作用下的一个有趣的研究。在密集城市环境，那里的建筑平均高度相差无几，甚至比街道更宽，多屏衍射只占整体 ORT 传播机制的一部分。特别是，ORT 的路径的最后一部分，所谓的屋顶到街（RtS）的一部分，是一个复杂的现象，它涉及多个反射和 MT 周围建筑物的散射。一些作者提出垂直平面的二维 RT 法，它用多个反射/衍射来对 RtS 建模。不过单独的反射和衍射，对于密集城市环境的 RtS 传播是没什么效果的，因为前者需要大量的反弹，后者大量涉及深阴影衍射，这是非常薄弱的。据参考文献［DeFG03］初步研究报告，在典型环境中用 RT 法对 RtS 进行了模拟，包括垂直平面的 ER 散射，建筑物的顶部和上部的漫散射，这往往是由基站直接说明，在 RtS 贡献中起决定性作用。

3. 超宽带（UWB）传输由模拟射线追踪

UWB 是一项非常有前景的技术，适合于高数据传输速率、短距离传输，允许非常低的功耗（因此便携式终端有非常长的电池持续时间）情况。参考文献［LoGC05］在室内环境把三维 RT 模型应用于超宽带传输模型。该模型应用到超宽带光传输的预测是相当简单的。由于多径几何模式不取决于频率，RT 算法产生光线的方式和窄带情况类似。相反，每条射线的振幅和相位/延迟时间取决于频率，这是因为上述元素取决于频率反射和衍射系数和对天线接收/发射特性。TX 发送的超宽带时域脉冲不只是由于多径复制也由于上述特点而扭曲。本论文中还说明了电介质板在墙壁内传播 UWB 脉冲的多

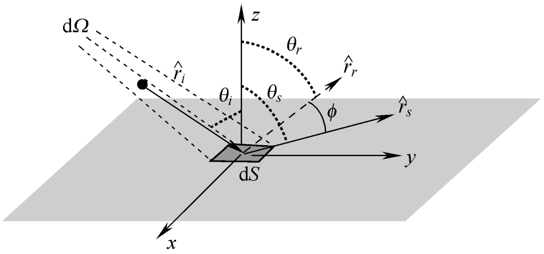


图4.16　通用表面的入射角度（θ_i）和散射角度（θ_s）示意图

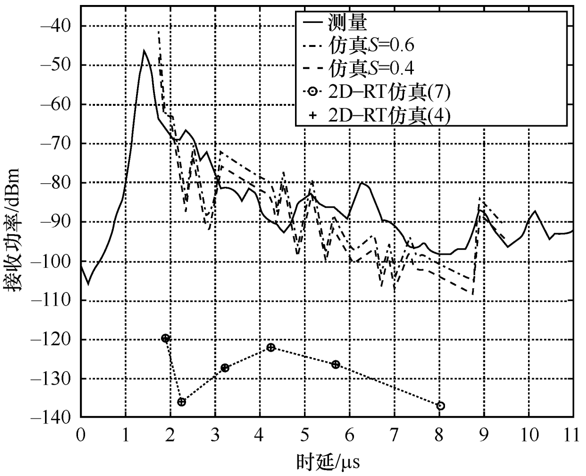


图4.17　功率延迟剖面有散射和没有散射情况下的测量和模拟

跳影响。由于必须考虑天线模式与频率的相关性，RT模拟器必须加入一个时域天线图。图4.18显示了传输脉冲对整体室内传播的影响。

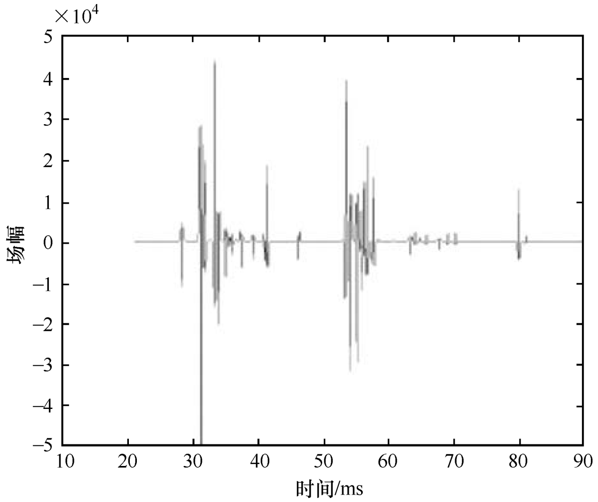


图4.18　在同一层楼办公环境下简单的NLoS TX和RX的超宽带脉冲

4.3.6　射线模型的应用

由于射线模型有可能重现多径传播的过程，其可能应用的范围几乎是无限的。当然可以由射线模型实现功率覆盖范围的预测。但是，简单的经验-统计模型，如 Hata-like 模型、室内多层模型等在大多数情况下可以提供一个几乎非常准确的层次，其计算时间也比较少。因此，如果有较强的洞察力的话，射线模型在多径传播中是值得使用的。这是衰落的统计评估、宽带评估、多层面（空间、时间、频率、多普勒频率）信道的特性，以及任何涉及这些方面其他的问题。参考文献［Bert02］和［ChBe01］把 VPL 射线跟踪模型用于表征无线电信道。先进的系统设计需要信道统计数据，但测量费用昂贵。此外，在一个环境中进行的测量，可能无法适用于不同的环境。射线模型是测量的相对廉价的替代品，它拥有在很短的时间内进行大量数据的模拟这一优势。参考文献［Bert02］显示了它是如何基于蒙特卡罗方法运行对 RT 输出的大量数据，得出可能的信道统计。特别是，获得了 DS、AS、Rake 接收机指数生命统计及其他统计资料和报告，如环境因素、建筑物高度统计等。

在参考文献［TLVD01］中通过 RT 模拟获得衰落统计。特别是，从一个单点多径信息开始，有可能估计在这一点区域的信号统计，因此一个具有有效具体地点的信道模型可能是可行的。使用射线跟踪技术，一个接收机的多普勒功率谱密度 $S(f)$ 可以由到达方向和每个路径的强度计算出来，其中我们假设接收机在一个给定的方向以给定的速率前进。此外，利用每个波的相位 ϕ_k，可以推导出复函数 $R(f)$，其中 $|R(f)|^2=S(f)$，接收信号的时域复包络可通过对 $R(f)$ 进行简单的傅里叶反变换取得。这个过程显然快于大量地点接收信号仿真（本书中记为方法 1）速度。最后，一旦得到接收信号的时域复包络，考虑时间和空间是与速度明显相关的［见式（4.3）］，衰落的空间分布也就得到了。一个点区的快速衰落统计在多普勒频率已知的情况下由对曲线适当的采样 $\tilde{r}(l)$ 取得

$$\tilde{r}(l=vt)=|r(t)|=\sqrt{r_I^2(t)+r_Q^2(t)} \tag{4.3}$$

重要的是要注意，这里用作参数的移动速度是与实际大小不相关的，因此它可以作为一个差速考虑。衰落的空间分布只取决于功率密度是如何沿着多普勒频率分布的，而不是在最大多普勒频率上。

参考文献［TLVD01］对测量和 RT 模拟结果进行了较广泛的比较。测量行动的一部分是在坎塔布里亚大学通信工程系 5 楼进行的，那是一个非常复杂的环境。有 3 个 RX 轨迹，分别是 T1、T2 和 T3。无论是从测量获得的数据还是以获取莱斯概率分布函数为目的的模拟结果，按最低标准方均根误差，都能最佳拟合曲线。图 4.19 显示了这 3 个轨迹的局部快衰落的莱斯因子 K。图 4.20 给出了轨迹 T1 的归一化水平交叉率，这个情况能代表其他所有的情况。可以观察到无论是测量或模拟所取得的成果，都与理论值密切近似，这是因为这个传播环境接近同性散射的情况。

另一种方法，可用于计算局部衰落统计（包括预期平均水平），此方法载于参考文献［NaCB04］。在网络规划方面，此方法对估计局部预期平均水平是有益的。由于多径

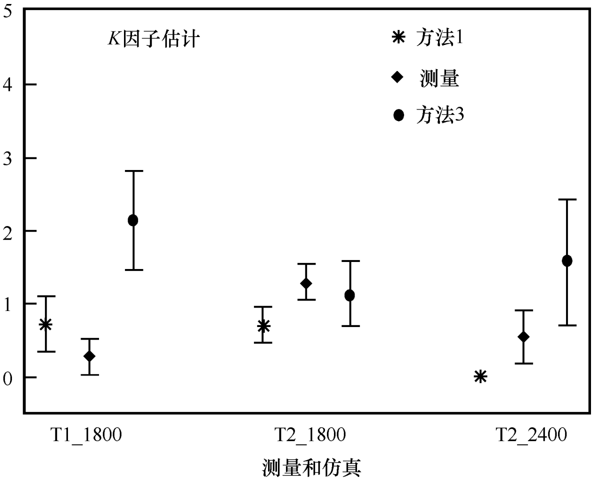


图 4.19　莱斯因子 K 的测量和仿真图

衰落（通常称为瑞利衰落），它要把数百个点（10λ×10λ）大的块区用小波长（如 λ/4）平分，以估计局部平均水平，这可能需要巨大的计算量。另一种估计预期的局部平均水平的方法，是通过人工调整墙面来包含所有可能的信号相位，它就是墙面缺陷模型。该模型是通过随机改变每面墙的位置来实施的，它使用的是在简单的室内环境下三维 RT 运行一定数目的均匀分布的随机变量。该随机变量的标准差可以随不同程度的墙体位移改变。选择均匀分布计算本地平均场强，它是把同等比重的所有相位进行平均。类似的方法可以用来研究墙体使用材料比例的缺陷，通过加入一个任意分布（均匀或高斯）的随机变量表示墙上的电磁属性值的不确定性。这个方法在估计信号强度的平均值上具有优势，相对于用高分辨率（λ/4）网格平均分块的方法，它能降低电脑的运行次数。在几个环境下测试墙上的缺陷模型。例如，该模型应用于面积 30m×30m 任意室内环境，在中央的 RX 点（15m，15m）估计其信号电平。该过程描述如下。在每次计算机运行时，所有的墙壁同时随机地不相关移动，我们可以得到到达接收机所有的光线相量的总和。对于墙壁电磁特性（介电常数和电导率）占这些值的不确定性的比例，可选的附加随机变量有 10% 的标准偏差（任意选择）。计算机运行次数 n 的值被平均，以获取 RX 点的磁场强度的局部平均估计。比较估计水平与获得的接收机周围用 λ/4 均分的块值。所得到的平均场强值对不同计算机运行（对墙缺陷模型）和形成平均分块的不同点（空间取样方法）进行比较。结果总结见表 4.3。点的平均分块结果满足空间抽样法，结果表明，与传统室内环境使用（10λ×10λ）或（20λ×20λ）平均较大块的做法相比，平均 400 点（5λ×5λ）似乎是最小化小信号变化的影响后达到一个稳定的平均值所需要的足够的室内环境。墙壁缺陷模型得到的场的平均水平在运行 50～100 次以后似乎已经取得达到了其最终值，因此其减少了 87.5%

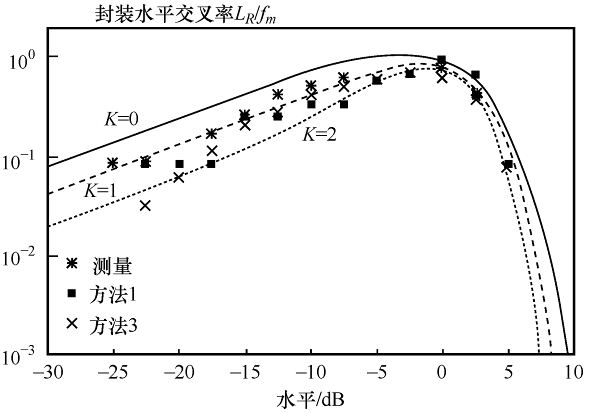


图 4.20　莱斯因子 K 的测量值和仿真值

的计算机运行次数。

表 4.3　路径［RX1］~［RX9］的时延扩展，方位与传播延迟和方位的相关系数总结

墙壁缺陷模型		空间采样法	
运算数目	平均场强值/dB	运算数目（分隔：λ/4）	平均场强值/dB
10	-18.92	100（2.5λ×2.5λ）	-20.52
50	-19.39	400（5λ×5λ）	-19.32
100	-19.34	1600（10λ×10λ）	-19.30
200	-19.22	6400（20λ×20λ）	-19.34
300	-19.45		

参考文献［FuMa03］使用了一个完整的三维 RT 工具来研究典型的城市微单元在 2GHz 的宽频特性，如图 4.21 所示。该模型考虑了多反射、多衍射及两者的组合。在这里，最大反射阶数设为 6，最大的衍射阶数设为 2。仿真环境是 719m×539m 的卡尔斯鲁厄市和“BS”标志的基站（发射机的地方），基站位于 12.5m 高的建筑屋顶的一根 13m 高的杆子上。接收机（移动站—MT）有一个距地面 1.7m 的天线。发射和接收天线都是一个 λ/2 的偶极天线。在 9 个不同仿真路径下收集信道脉冲响应，分为 3 种不同的传播途径类：［RX1］~［RX4］为街道峡谷，［RX5］~［RX7］为十字路口，［RX8］~［RX9］为所有传播类。在不同路径类型下的多模式行为显示出其一致性，其报告在参考文献［LKTH02］中。表 4.4 总结了所有模拟路径的统计参数。比较场景一（街道峡

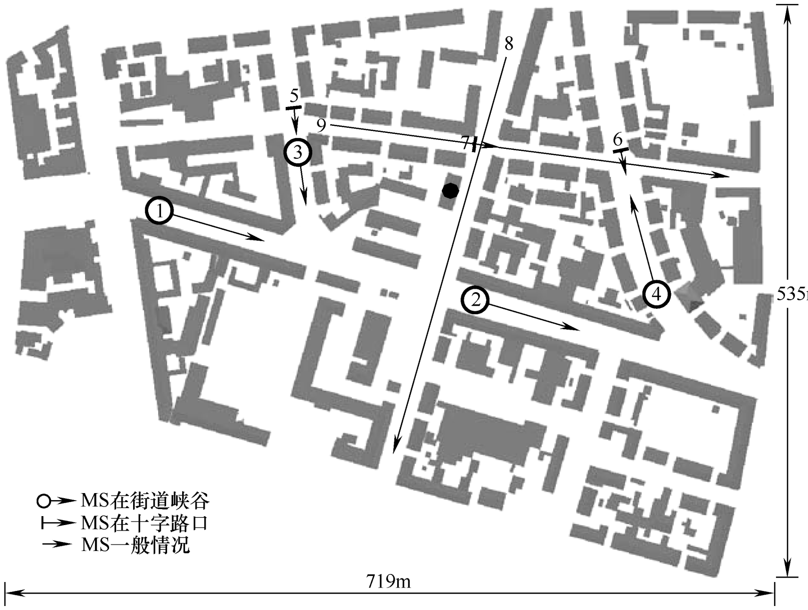


图 4.21　仿真环境俯视图

谷）和场景二（十字路口），我们可以看到，十字路口的时间和角度扩散都比前者高。或许，在路口信号波不被街道指引影响，所以能量能在平面方向上传播更大的范围。比较时延扩展和角度扩展，可以看到高相关性。BS 处比 MT 处的典型相关要高一些。所得参数可用于空间信道模型参数估计。

表 4.4　路径［RX1］~［RX9］的时延扩展，方位与传播延迟和方位的相关系数总结

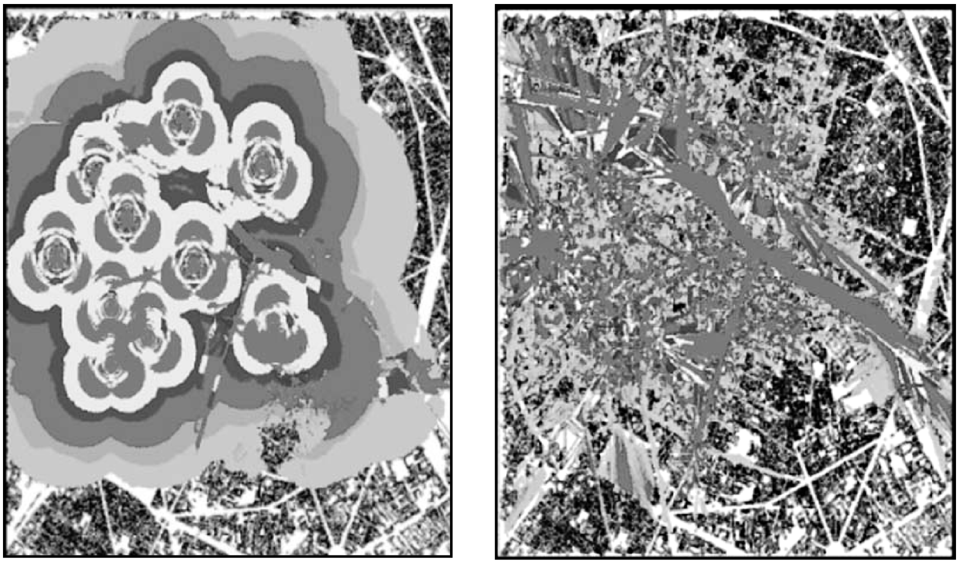
路由 RXN	场　景	时延/ns	BS 传播角度/(°)	MT 传播角度/(°)	BS 错误系数	MT 错误系数
1	都市街道中的 MT	29.3	28.5	3.0	0.23	0.80
2		160.9	18.5	14.7	0.33	0.99
3		75.0	52.2	12.9	0.09	0.65
4		72.6	56.8	13.8	0.57	0.58
平均值		84.3	39.0	11.1	0.30	0.76
5	十字路口的 MT	303.5	48.5	31.7	0.78	0.59
6		106.5	55.6	12.7	0.73	0.90
7		32.6	20.4	7.9	0.08	0.61
平均值		147.5	41.5	17.4	0.53	0.70
8	都市街道中的 MT 和十字路口的 MT	72.7	29.4	16.1	0.74	0.84
9		112.3	38.4	14.9	0.40	0.73
平均值		92.5	33.9	15.5	0.55	0.79
所有路径的平均值（距离为 25 ~ 50m）		108.1	38.1	14.7	0.46	0.75

在参考文献［CoWS04］2.5 维 RT 模型（见参考文献［RiWG97］）作为 UMTS 模拟方案的传输引擎。应用环境是巴黎中心密集市区。使用传统的 Hata-like 经验传播模型，如著名的 COST-231-Hata 模型来运行相同的 UMTS 仿真也已完成。对两个传播模型得到的场预测和系统仿真结果进行了对比和讨论。在图 4.22 中，例如，多基站电场强度覆盖显示和由 Hata-like 模型（见图 4.22a）以及 RT 模型（见图 4.22b）预测一致。很明显，虽然考虑到了天线的模式，经验模型还是无法重现城市布局对传播场的作用，而图 4.22b 则恰恰相反。当然，在系统性能评估中也存在巨大的差异。本文献指出用经验模型引擎对 UMTS 系统仿真会导致少于 1% 的拒绝率 R_{jR}，

$$R_{jR} = (\text{被拒绝的来电号码/来电总数})$$

而同样的模拟，用 RT 法会导致 20% 的拒绝率。

斯图加特大学和德国 AWE 协会一组研究人员已经用射线模型（见参考文献［WHZL02］，［ZBLL04］）研究了先进的本地化方法。特别是，参考文献［HoWW03］描述的射线跟踪模型被用来实现城市环境所谓的“数据库关联法”。场强预测的结果是在给定的服务环境下利用 RT 法确定每一个基站的查询表。通过评估 MT 和 BS 之间的路径损失测量，在表中查找相应的损失值，得到确定的移动终端的位置。为了显示在真实环境下可实现



a) COST 231-Hata 模型　　b) 2.5RT 模型

图 4.22　巴黎市中心的一部分的场预测

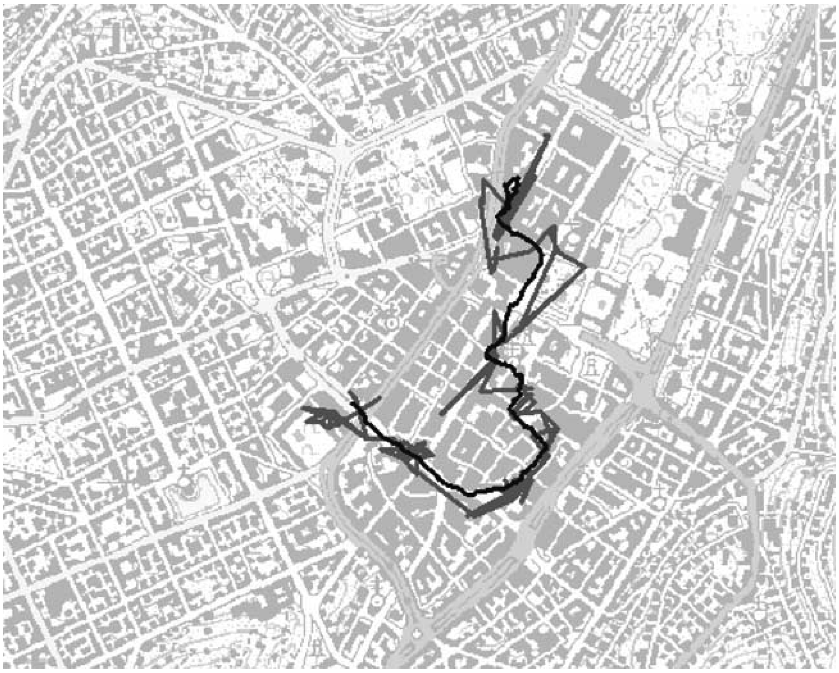


图 4.23　穿过斯图加特城市中心的路由

（黑色：真实的；灰色：估计的；描绘面积：2.5km×2km）

的性能，把 GSM 网络测量本地化。测量结果代表同时从 4 个基站接收信号的移动台。接收到的功率值对应的模式与数据库值相比较，以确定 MT 的位置。图 4.23 显示了测试方案所得到的结果。该定位技术初期的结果（即矩阵像素的判定决心和计算查找表项）高出常规方法的结果。但如果使用像三维射线追踪或其他类似的精确预测模型（像主导路径的方法，见 4.3.7 节），实现的定位精度更好。

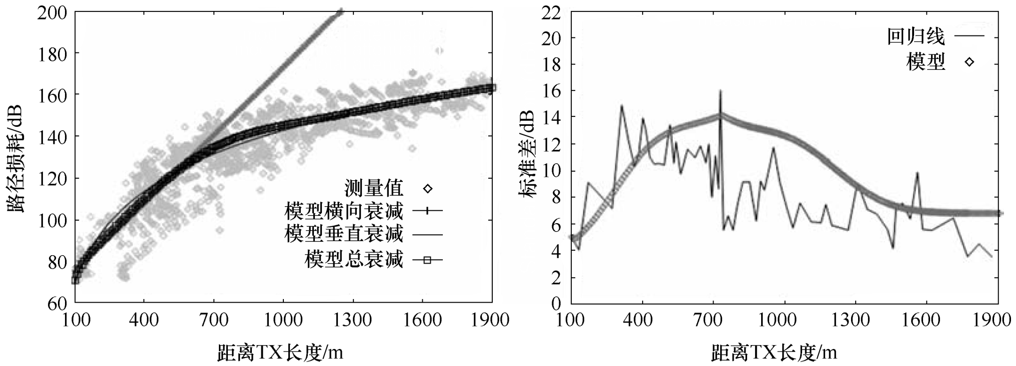
射线模型对现有的移动无线电系统优化阶段有很大帮助。例如在参考文献［LBLC02］中，作者试图解释使用三维射线追踪工具（EPICS）会在 400MHz 的 MPT1327 中继系统形成一个覆盖面缺口的原因。一个环境完整的三维的表示（包括地形高度），被采用且研究是通过比较测量和 RT 模拟结果来进行的。这项研究证实，不好的覆盖来自于建筑物影响，并对这个问题可能的解决办法提出了建议。

4.3.7　简化模型或混合模型

简化或混合模型可能代表射线模型复杂度和其他如 Hata-like 模型的过于简单之间的非常有力的折中。简化这个词是指进程逐步简化，它通常从一个完整的射线模型或从一组测量数据出发，完成一个简化模型的开发。所需的输入数据库往往过于简化，随之而来的是成本和处理成本的降低。混合这个词是指事实上虽然简化，但是统计要素必须引入确定性方法。不幸的是，一个内在复杂的传播过程可以简化为简单的模型，但是都是在损害任意参数增长的情况下产生的，它往往需要用测量或 RT 模拟来确定。我们注意到有趣的是，室内环境有些简化模型（见参考文献［LoCo05］，［WWWW04］）较复杂的三维 RT 工具经常会有更好的准确性。这可能是由于简化模型相对于依赖建筑的 CAD 规划的传统的射线模型，其目前固有的测量校准允许它们考虑凌乱的环境（家具等）的影响。原则上，相对于常规射线模型，一个好的简化模型可以保证良好的精度，大幅削减计算时间，虽然输出往往局限于场强和衰落统计。因此，这些模型都适合简单预测，包括大量的试运行，如移动电台规划和部署评估所需的大量数据。

参考文献［BCFF02］描述了一个城市环境中场预测的简化模型。该模型来自于城市环境中的传播观察，因不同的机制可能会出现不同的传播方式，即两个终端之间直线路径的视距传播、沿街道和建筑物周围的角落的横向非视距传播和建筑屋顶之上的纵向非视距传播。对于视距传播，作者采用了著名的两线传输模型（包括直接和地面反射射线），而对于两个非视距部分他们开发了新的模型，这种新模型受益于城市布局的统计特性。然后总的路径损耗模型被定义为这些组件的加权和，该模型也适用于波动场估计。阻塞率定义为一个发射机和接收机连接受阻的可能性，它确定了视距和非视距地区的边界。然后，假设其对两个平面的场强传播作用相互独立，每一个均可以用均值和标准差已知的高斯随机变量建模。有了这个假设，场强和其标准差及其距离可以由包含一些环境参数（q，μ_{LAT}和μ_{VERT}）的简单公式得出，这些参数取决于所考虑地区的合成拓扑特性（如平均建筑高度、街道平均宽度等），像往常一样，这些参数单位为 dB。该参数值必须从城市地图及测量或 RT 模拟中提取。比较在慕尼黑 947MHz（COST 231 盲试验）下测量的各路径损耗与距离，图 4.24a 是其模型预测：一致性良好，我们可以看到，纵向和横向的结果符合预期，等于每个其他的在 650m 左右距离的值。图 4.24b 报

告了作为距离的函数的接收场标准差。从这些数字我们可以得出这样的结论：一旦根据实际的环境调整涉及的参数值，扩展模型能够与平均路径损耗和标准差的实验值匹配良好。值得强调的是，该模型不需要具体的建筑数据库。



a) 路径损耗的测量和仿真　　b) 场强和距离的标准差

图 4.24　路径损耗和场强与距离的标准差的测量和仿真

参考文献［WWWW04］提出了一个新的半确定性模型，用于预测室内和室外环境。该模型的目的是只考虑每个场景的主要路径，与完整射线模型相比，减少其对输入数据库精度的依赖性。该模型需要对测量或引用数据进行简单的校准。该模型本身可以分为两步。

1. 主要路径的测定

确定主导路径是最重要的任务。对于室内场景，参考文献［WLGB97］和［WoLa98］详细解释了其算法并在图 4.25 中与一个光线跟踪模型进行了比较。该模型能够确定通常把大部分功率转移到 RX 的“不妨碍路径”。同样的原理也可以用于城市的情况。图 4.26 显示的是一个城市的例子（如香港，含地形）。主导路径描述了主要的传播方向（或房间通过走廊（室内）），即确定主要能量通道。它不需要计算任何单个反射或衍射系数。这些作用被包含在路径“参数”（例如波导因素，这取决于场景的反射损耗和墙壁距离）中。可以在 2.5 维（城市环境，见图 4.26）水平面（2 维模式）或者三维（室内）情况下确定这些路径。因此，在城市环境下，波也可以在屋顶上以及都市街道中进行传播。

2. 沿路径的路径损耗（经验）预测

经验预测沿路径的路径损耗取决于路径长度 d（路径损耗比例为 $n \times \log d$）、参数的数目、在互动点选择路径的角度及模型的具体参数（波导效应，解释如上）。这些参数可以由测量自动校准。在室内和室外环境比较新模型对磁场强度的预测的测量结果。一旦校准，与 RT 预测（错误标准差室内约 4dB 和室外为 6～8dB）相比，其达到的精度将非常好，而且计算时间非常少。慕尼黑 COST 231 盲测试方案（2000 年建筑物，10m 的分辨率，8.7km^2 区域）在 2GHz 的电脑上的计算时间少于 30s。

参考文献［ZVRK04］解释了一种简单的经验统计模型公式化城市微单元路径损耗

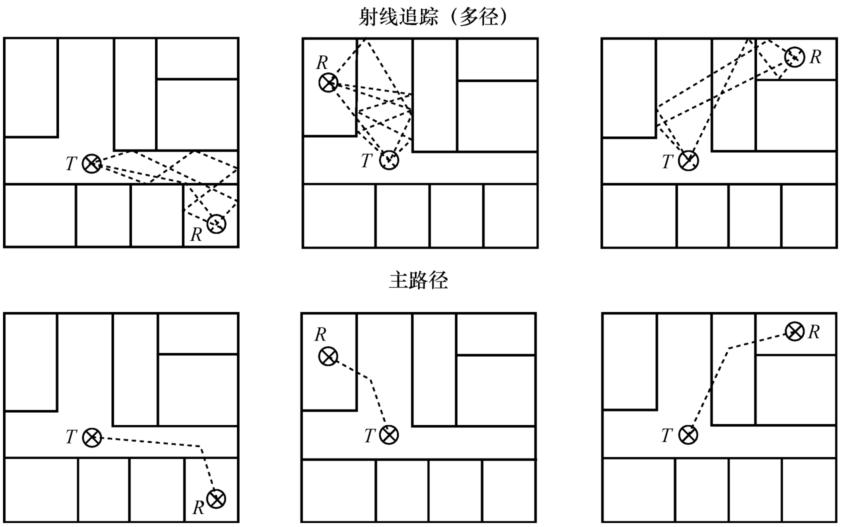


图 4. 25　在室内场景射线追踪与主导路径追踪实例

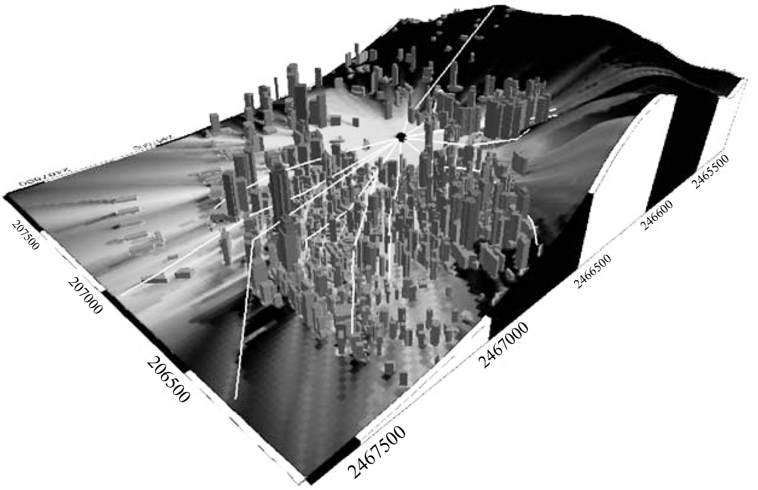


图 4. 26　室外场景（香港城市）主导路径追踪实例

与距离。进行 5. 3MHz 的 MIMO 测量活动，基站位于赫尔辛基市的街道中间通道的一个约 10m 的位置，视距和非视距情况的两个路径损耗公式通过使用最小二乘法进行数据拟合得出。而 BS 配备了一个有 4 个双偏振元素均匀线阵。用 MT 测量直线路线，用约 80λ 的滑动窗口对测量结果进行平均得出快衰落，然后确定每个 MT 位置的 MIMO 子信道功率。视距公式是一个简单的 Hata-like 公式：

$$PL(d_1)=40.3+23.4\times\log d_1(\mathrm{dB});\quad \sigma_{\mathrm{LoS}}=2.6(\mathrm{dB})$$

式中，d_1是视距距离；σ_{LoS}是路径损耗的标准差。

有趣的是该 *PL* 指数（=2. 3）比在自由空间（=2）的要大。非视距计算公式为

$$PL(d_1,\ d_2) = PL(d_1) + 10n_j \times \log|d_1| - W/2(\text{dB});\ \sigma_{\text{LoS}} = 3.1(\text{dB})$$

式中，d_1是基站到最近的十字路口的视距距离；d_2是从十字路口到 MT 的距离；n_j是一个随机绘制路径的损耗指数，其均值为 2.33，标准差为 0.3；W 是主要的街道（基站所在位置）的宽度。

参考文献［HeKu05］比较了几种不同的确定性简化模型，它是在 UMTS 的城市微单元超高位置环境下进行的，即基站安装在至少 100m 的高度。也就是说，所比较的模型有 COST-WI、平边、Maciel-Xia-Bertoni 和参考自由空间方程。由于视距仰角可以相当高，Maciel-Xia-Berton 在小距离下预测误差较大，而 COST-W1 则性能良好。结合 Maciel-Xia-Berton 和 COST-W1 提出了一种混合模型，从前者到后者仰角超过 0.15°。9.2 节将有更详细的介绍（见参考文献［HeKu05］）。

简化模型的应用几乎是强制性的，它必须得到一般结果而不是只针对特定的拓扑结构。参考文献［Fusc04］把简化的 Hata-like 模型应用于 DVB 系统的创新覆盖解决方案。通过手持终端高品质的接收能力在数字视频广播中是非常重要的指标。

令人遗憾的是，初步的评估和实地实验表明，基于现有的发射站的再利用得到的这一指标不能令人满意。因此，必须研究新的部署策略。特别地，这项工作显示了通过在传统的 DVB 网络部署中，添加一些城市和郊区同频转发来改善城市环境覆盖率强大的可能性。

可以利用单频的灵活性，DFDM 传输技术。结果表明，单是增加了额外的城市的发射机的传统规制，在发射机站的最小功率应该达到 95kW 以实现在半径为 5km 的图形城区的覆盖率 $PC \geqslant 0.95$。通过采用一种新的，包含 24 个城区 Txs（每一个发射功率是 8W），10 个效区 Txs（30W）和 3 个额外城区 Txs 5.845kW 的更加分散的覆盖解决方案，可以得到一样的覆盖率，节省了几乎 90% 的全部发射功率。结果覆盖图如图 4.27 所示。

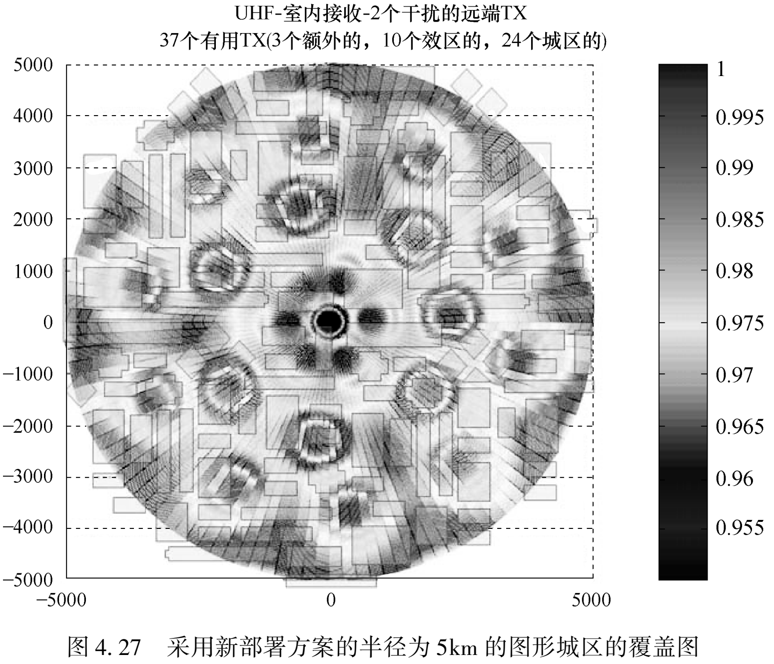


图 4.27　采用新部署方案的半径为 5km 的图形城区的覆盖图

4.4 信道测量和参数估计

4.4.1 测量场景

测量和分析的目的主要有两方面。一方面，传播测量值在深入理解移动无线电系统中传播现象及它们彼此重要性的复杂结合方面仍然是十分必要的。由于传输技术的进步，在测量中更多的信道维数应该被纳入考虑范围。与 COST 259（见参考文献［Corr01］）相比较，在 COST 273 中双定向信道在 MIMO 系统中被广泛关注。作为一个非常重要的新方面，信道的极化特性也应因极化分集或 MIMO 系统而众所周知。对于所有这些方面，都应该能在相关环境下得到统计学上充足的信息，来鉴定传输信道最有效的特征，以便首先在传播物理学的观点了解发生了什么，进一步才能够为系统研究建立实用的信道模型。

另一方面，许多测量值都与现有以及未来移动无线电系统的系统方面有关。在一个无线电系统中，无线电设备需要处理基站（或接入点）与手机之间的多个同时连接，因此，不应该只了解单一链路的信息，而应该同时了解几个无线电连接以及它们相互关系的信息。广播电视网大概是未来移动无线电系统传输场景复杂度的一个最基本的例子。

4.4.2 信道探测技术

适用于双定向信道探测的一些探测器的新构造已经被提出。这一部分提供了对包括方向测量用的阵列天线的无线电信道探测硬件体系结构的一个综述。

1. 信道探测结构

一个信道探测器包括一个发射机反复发射确定的宽频带波形，一个接收机连接到一个数据记录器记录由于传播信道造成的波形扭曲。对于短距离探测，矢量网络分析仪（Vector Network Analyser，VNA）可以用来代替专用的探测器。另一种方法，两个网络分析仪可以被分别用作发射机和接收机（见参考文献［MCRJ04］）。对于单输入单输出系统，用频谱分析仪作为接收机是一种比较划算的处理方法（见参考文献［PLVP02］）。相位信息可以通过希尔伯特变换从振幅频谱中重新得到。

在信道探测器中有各种各样的宽频带波形，比如，受 PN 序列调制的 PSK 信号（见参考文献［Elek05］，［KSPH01］，［ZeTS04］）、拥有低峰值系数的多频声信号（见参考文献［RUSK］）以及线性调频信号（见参考文献［SFIH02］，［LPEO02］）。

为减少发射机高功率放大器的补偿，所有的信号都被设计拥有微弱的包络波动。矢量网络分析仪采用步进频率连续波信号。混合分段频率和 PN 序列被用来实现超宽带（见参考文献［KaWe00］，［VLSK03］）。

双方的相位和时间必须通过某种方法达到同步。当发射机和接收机在距离上很近时，本地信号可以通过同轴电缆或光纤共享。另外，为了达到这个目的，通常应用高稳定性的频率标准，如铷原子振荡器。全球定位系统（GPS）和传输控制协议（TCP）/互

联网协议（IP）的应用同样被认为是为得到高精确的时间同步（见参考文献［LPEO02］）。参考信号和探测信号的频分复用是一种可供选择的技术（见参考文献［MATB02］）。

为获得单方向信息，一般在接收端放置一个阵列天线。最普遍的结构是利用一个高速 RF 开关和一个单一的 RF 前端的时分复用。也许，可以部署平行接收机（见参考文献［SFIH02］）。这对测量由较短测量时间所引起的大的多普勒频移是有利的。一个多端口的网络分析仪可以被看作是一个平行接收机（见参考文献［MCRJ04］）。另外，也可以应用合成阵列的方法（见参考文献［MATB02］，［VLSK03］，［HaTa03b］）。在这里测量必须在一个静态环境中进行，这是由于天线元素的物理运动是耗时的。不管怎样，单输入单输出探测器硬件不用修改即可应用，并且不需要阵列天线校正。

为得到双定向测量值，必须在接收端和发射端引入阵列天线。接收机和发射机都可以采用时分复用（见参考文献［KSPH01］，［Elek05］，［Meda05］）。发射端和接收端之间的多重通道的切换时间必须同步。一般情况下，由于发射复用器操作大功率，运行起来要比接收复用器慢。因此，复用器的切换时间被设计以便接收复用器对每个天线元素扫描其阵列。一些混合技术也是可行的解决方法，例如：发射端时分复用和平行接收端（见参考文献［RaSa04］），发射端合成阵列和接收端时分复用（见参考文献［Herd04］）。应用正交信号，如码分复用（见参考文献［ZeTS04］，［ChSA04］）和频分复用（见参考文献［SaTA02］）时，一个完整的多输入多输出收发器也是必要的。

2. 天线架构

（1）天线单元

在不定向测量中，全向天线更为合适，例如：偶极天线。合成阵列的天线单元同样可以是全向天线，这取决于它原来全方向的应用。缝隙天线可以被用作水平极化全向天线（见参考文献［Rich05］）。

贴片天线通常在基站端被用作定向天线，或作为共形天线阵的天线单元以避免阵列支撑结构的影响。由于双极化单元可以简单地利用在一个单独的贴片单元上的两个正交输入实现，贴片天线同样有利于对偏振的测量（见参考文献［KSPH01］，［Rich05］，［SLRT03］）。

（2）阵列结构

阵列结构的设计必须满足能够得到必要的角度信息。为满足抽样定理，单元间距一般被定为小于半波长。另外，有可能出现栅瓣而引起对到达或离去波方向的估计误差。

单独的方向角测量值可以展开成任意一个均匀的直线天线阵列（见参考文献［MATB02］，［VLSK03］，［SLRT03］，［RaSa04］，［Herd04］），或一个均匀的圆形阵列（见参考文献［SFIH02］，［Rich05］，［RaSa04］）。在拥有相同单元数的时候，前者在较宽的一面有高分辨率，因而适合作为基站天线，而后者的分辨率对方向不敏感，因此适合作为移动电台天线。直线形阵列的另一个缺点是它有锥歧义以及到达者方向的提高将导致方位角估计的错误。为降低角度对分辨率的依赖性，有人考虑应用一种交叉阵列天线（见参考文献［VeLC03a］）。

为联合方向角和高度的测量，需要用一个平面或立体的结构。均匀的圆形天线阵列

可同样用于此目的（见参考文献［HaTa03b］）。另外，均匀矩形阵列也有可能被应用（见参考文献［HaTa03b］，［Herd04］）。为避免水平面上或水平面下的角发生歧义，有必要建立一个立体的阵列结构。现在已经有球形阵列（见参考文献［KSPH01］，［KKVV04］）、圆柱形阵列（见参考文献［TFBN04］）以及长方体阵列（见参考文献［TsHT04］）。

对真实的天线阵来说，阵列校准是十分必要的，天线阵的响应必须预先在消音室测量。现已提出一种通过离散数据对阵列天线响应进行连续重建的技术（见参考文献［LaRT03］）。相反，因为在天线单元之间没有任何相互连接，单个单元的性能也没有变化，因此理论天线阵列响应可以被用于综合阵列天线。当采用均匀线性或矩形阵列时，可以采用 ESPRIT 算法。

已经有人尝试利用遗传算法优化阵列结构（见参考文献［KaKC02］）。

4.4.3 参数估计

正如在先前章节中所讲的，自适应天线和智能天线的设计带来了一些技术挑战。显然，对 DoA 参量的了解是十分重要的。作为天线设计的先决条件，高分辨率技术能准确地解出这些参数。在这一部分，给出了有希望能够决定移动信道的所有方向以及偏振参量的方法。

高分辨率参数估计技术分为 3 个不同的部分。常规方法基于经典波束成形技术，并需要大量天线单元达到高分辨率。第 2 种方法是子空间迭代法，它是得到高分辨率的次佳方法，它利用了输入数据矩阵的本征结构。例如 MUSIC 技术利用了协方差矩阵的本征结构。相反，ESPRIT 利用了基础信号子空间的旋转不变性。最后一种方法是 ML 技术，它在低信噪比的情况下性能较好。SAGE 算法是一种以适当的方式对最大似然法进行排序的方法。

这一部分的结构如下：首先，给出了 MUSIC 算法的新结果，然后是关于 ESPRIT 技术应用的介绍。SAGE 算法是高分辨率的最普通的技术。接着将给出在时域中执行 SAGE 算法所得到的理论和实验结果。同样，SAGE 算法在频域的适用性将通过仿真和测量证实。

MUSIC 算法是一种具有高分辨能力的信号参数估计技术。它利用了输入信号的协方差矩阵本征结构，其中输入信号的协方差矩阵是基于对信号参量估计问题的几何学考虑。因此，它提供了关于入射信号数量，以及每个有效信号的 DoA 信息。

为降低计算机复杂度，并提高分辨率，对以前描述的 MUSIC 算法做出了一些改进。在参考文献［Taga97］中描述了智能 MUSIC 算法的理论，并在参考文献［TaSh96］中给出了一些实际模拟。在这里，本征值分解时依据 Hermetian 映射。利用 Gram-Schmidt 正交化，数据处理的速度得到改善，以致对无线电环境快速改变的跟踪成为一种可能。MUSIC 算法不止在移动通信中应用于 DoA 的估计问题，在可以应用于其他的场景；参考文献［SICW01］描述了 MUSIC 算法基于分段频率的无线电探测技术，对三维光学成像系统可以作为一个信号处理工具的应用。

另一个基于子空间的波达方向高分辨率估计技术是 ESPRIT 算法。由于 ESPRIT 算

法不需要对所有可能的导向矢量进行搜索，与 MUSIC 算法相比较，它显著地降低了对计算速度的要求。在参考文献［BHHT04b］中给出了 ESPRIT 算法的实际执行结果，其中空间扫描被设置为类似于天线阵列，因此也可以说是合成矩形阵列。通过描述的测量装置，可以断定从建筑物粗糙表面散射来的非反射波的多径特性，表明多径可以在许多散射体上探测到。用 ESPRIT 算法直接估计出的传播路径的时延，与利用 ESPRIT 估计波达方向和自由空间速度得到的传播路径时延相差很小。

在参考文献［SeKa01］中解释了时变信道的二维衰落预测。因为波达方向策略的实现如同 ESPRIT 技术，取决于小规模衰落效应的信道衰落是可供利用的。考虑到接收机和发射机之间的信息反馈所引起的处理时延以及适应过程本身，必须尽可能可靠地预计信道变化。在本文中，二维衰落预测的可行性在 ESPRIT 部分研究。

另外还研究了 SAGE 算法。SAGE 优化算法用来取代高维度优化过程，它通过连续执行各自单独的最大化过程来计算参量的联合最大似然估计。

这里提出了一种来源于 ML 准则的技术，它考虑了复杂信号的高分辨率检测。EM 算法同步更新所有的参量，也意味着收敛速度慢且很难达到最大化。SAGE 算法通过用一些单独的、低维度的最大化过程代替对计算参数估计值十分必要的高维优化过程以连续更新参量。其中这些单独的、低维度的最大化过程是连续执行的，并在最终的算法中联合。算法的执行既可以在时域进行也可以在频域进行。本文将首先论述时域实现。

参考文献［VeLC04a］在三维空间中模拟得出波的参量：相对时延、方位角、仰角和复数振幅。基于这些数值模拟，可以计算出收敛性、分辨率以及性能分析。在一个有二维天线结构的三维实例中，探测不同用户的不明确性可以通过利用如两个平行平面来解决。这种解决方法受限于阵元的空间有限辐射图。通过利用球面阵列，将会有一些单元辐射到信号的方向，因此会增加随后的数值处理的信噪比。为最小化耦合并增加所有天线元素的解相关，所有的元素必须在球体之上一致地隔开。这种结构同样会提升天线阵列的分辨率。

当然，用不同的天线元件将引起一个元件与它相邻的元件耦合而发生辐射。每个阵元上的真实电流是由激励所产生的值加上每一对邻居之间的不同耦合所产生的值的和。这种相互耦合在大多数情况下是不被希望的，但却经常是总辐射特性的一个重要因素。参考文献［VeLC02a］中，这种相互耦合被统一到 SAGE 算法，并计算了它的收敛性和性能分析。

测量一般在频域进行，为了利用时域 SAGE 算法，需要将频域接收信号利用转移函数转化为时域接收信号。参考文献［VLSK03］给出了这种转换，其中包含训练序列。在教室中测得的室内 DoA 参量用时域 SAGE 算法进行提取，并与光线追踪工具进行比较。参考文献［MoRo04］中用同样的方法，即在频域中用时域算法估计测量结果，结果同样与光线追踪工具进行比较。

事实上，大多数的测量是宽频带的，参考文献［VeLC04b］中宽频时域 SAGE 算法用另一种方法联合信号，即调整算法，使其能够在宽频环境中探测不同的路径，并有一个大的天线阵。这就是先前描述的测量情况。测量值的提取与光线追踪工具的结果进行比较证明了这种算法的改进效果较好。

参考文献［HaTa03a］中还介绍了另外一种工具：超宽带SAGE算法。这种算法将测量数据分为单个的射线路径，并估计每个信号的到达方向、传播时间以及在传输过程中的幅度和相位变化。模拟证实了算法在简单室内传输环境下的性能。

同样信号模型可以被扩展。在参考文献［VeLC03b］中，对提取数值的估计可以补偿球面波的影响。在这里讨论了不同的仿真参量：测量带宽的扩展、频率分辨率、天线阵几何大小以及天线数目。选择适合的测量尺寸和参数，可以得出结论：SAGE算法可以补偿球面波性能。参考文献［VeLC03a］中已经考虑了这个问题，它研究了不同天线阵结构下的测量值并相互比较。一个与视距相垂直的线性天线阵的测量值与一个与视距相平行的线性天线阵的测量值相结合，模拟交叉天线阵，提取出了较好的测量结果。

在大多数的测量中，除了天线的类型，天线阵的位置以及极化同样重要。考虑到天线阵辐射方向图中的方位和极化，对通用的时域SAGE算法做了另外一个修正。因此，波达方向参量可以精确地确定。参考文献［LVTC04］给出了一个立方体或六面体的天线阵的仿真结果。参考文献［VeLC05］给出了一个十二面体结构的仿真结果。

SAGE算法中提出了一些改进初始化和搜索过程的方法。在参考文献［StFJ02］中提出了改良的初始化和搜索SAGE（Initialisation and Search Improved SAGE，ISIS）算法，它在参量估计的初始化中应用以二进制为基础的搜索方法。这种改进策略可以估计微小振幅波的传播路径，因此可以完全提取出环境的所有信息。参考文献［FlSJ02］报告了ISIS算法在典型的非视距环境中的时延、离开方向、入射方向的实验研究的性能（见图4.28）。结果论证了这项技术在对有电磁能在发射机和接收机之间传播的结构进行详细的深入理解方面的高潜能。参考文献［FYSJ03］中，ISIS算法延伸到包含单个传播路径的偏振矩阵的估计。这种新的策略考虑到发射机和接收机之间的单独路径传播的离开方向、到达方向、传播时延、多普勒频率以及偏振矩阵的估计。在非视距微微/微型蜂窝电话环境中的实验研究表明单个传播路径的偏振特性可以直接与波在路径中经历的相互作用如反射、衍射和散射等相关联。

在参考文献［YiFS03］和［PPYF04］中分析了在估计多普勒频率和方向时的一个歧义问题。这种情况发生在当高分辨率信道估计方法被应用在用切换的时间策略进行信道探测时。理论分析阐明了在这样的系统中采用的切换式的时间机制可以合并到ISIS算法中。这种特性允许在一个大的范围内以高分辨率进行多普勒频率估计而不引起歧义。在移动无线电环境中用PROPSound进行实验研究阐明了这一优点。参考文献［HaTa03b］提出了一种用于短距离无线通信的多输入多输出探测系统。利用这一系统，在室内非视距环境中可以进行双向测量，信道以一种确定的方式用上面所提到的ISIS算法估计。该报告提出了对同一路径的偏振参量的估计。

在参考文献［RiOK04］中导出了一种能使SAGE算法具有低复杂度以及快速收敛性的方法。提出的这种方法采用了在角域中定义的Von Mises分布模型。用几个参量模拟了在信道测量中观察到的方向数据。这个混合模型既考虑到了许多散射体簇存在时的场景表示，也考虑到了作为有限混合Von Mises分布的每一个簇存在时的场景表示。这种方法的好处是平稳似然函数以及模型显著的低维度导致了估计值的低方差，并降低了计算复杂度。

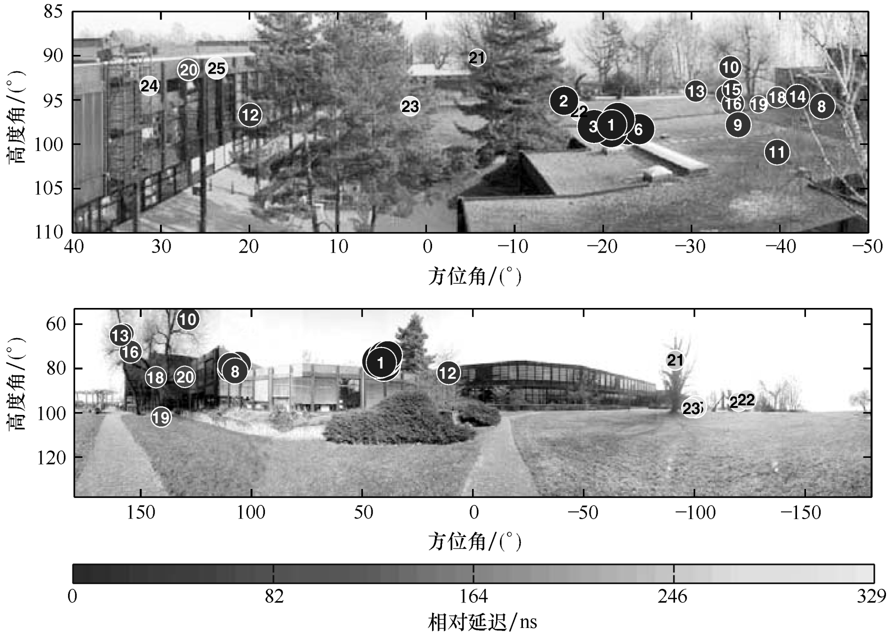


图 4.28　通过 ISIS 算法得到的实验数据

另一种用 SAGE 算法的方法是在频域中执行的，这种用频域测量的方法更加直接。参考文献［TaBN04］回顾了应用不同实现方法论的各种最大似然算法估计多径参量。由于算法的迭代性质，以及从一个巨大的测量数据库中估计多维多径参量的要求，论文中提出了许多简化解决方案。将提出的算法的性能与经典 SAGE 算法的性能相比较。Hybrid-Space SAGE（HS-SAGE）算法是其中一个描述算法，它是元素空间与光束空间处理的结合。在参考文献［PaTB04］中，提出了一个以能量为基础的对方向性 MIMO 信道测量的分析。它不仅适合以圆形阵方式使用，而且可以在不牺牲精确度和分辨率的情况下提高处理速度。将直接的测量 MIMO 信道与通过 HS-SAGE 算法提取出的多径参量所产生的 MIMO 信道进行比较，结果证实了前面所提到的论述。

在参考文献［ThLR04］中应用了一种对频域 SAGE 算法的改进版本。建议使用平行干扰消除以替代常规连续干扰消除。这个理论与测量结果相符。

参考文献［SeKa02a］中提出了另一种基于 SAGE 算法的实现高分辨率频谱估计的策略，并与基于子空间的 ESPRIT 算法进行比较。通过在时不变信道应用高分辨率参量估计策略，可以分析现在的和过去的信道信息以预测未来的信道信息。在时变情况下，参数跟踪和参数估计考虑了无线电信道的进化本质。应用到光线追踪模拟数据上，可以计算不同估计策略下的衰弱预测。参考文献［Semm04a］描述了一个对静态和非静态信号进行频谱分析和线性预测的工具箱。它包含了测试信号的产生、测试信号的频谱分析参量估计以及信号的线性预测。

参考文献［Rich05］中的 SAGE 算法对含在 MIMO 信道的两个链路端（移动电台和基站）的极化敏感天线阵列进行了参数估计。在移动无线电信道中对 4 个复杂两极化传

输路径测量权重（到达方向、离开方向、时延、多普勒频移）的联合估计显示了两极化对波传播的依赖性。

参考文献［TLRT05b］介绍了一个适合高分辨率信道参量估计的延伸的数据模型以及参量的信道模型化。众所周知的以射线光为基础的数据模型只包含离散的反射传播路径，这与其完全不同。在该文中，还包括了分布式的漫散射部分。为得到这些参量，论文提出了一种估计器并推导出了它们的克拉默-拉奥下界。最后讨论了将这个扩展信道模型集成到SAGE算法中。

参考文献［ThLR04］描述了一种最新引进的多维最大似然参量估计器，被称为RIMAX算法。它除了联合估计反射部分（传播路径）的参量，也联合估计分布的漫散射参量。这种算法是基于共轭梯度最优化策略的。与SAGE算法相比较，其复杂度大大降低，尤其是当路径（部分）的数目与观察次数相比较小的时候。另外，这种算法提供了一个对计算参量方差的估计，产生了信道参量估计的可靠性信息。这种跟踪算法已经在一个城市环境的静态单输入多输出场景中测试并在参考文献［AlRT04］中给出了描述。

在一个多输入多输出的室内传播环境中，对簇特征的了解十分重要。这里同样用SAGE算法证明了其性能。首先，利用双定向角功率谱从表面上鉴别簇集，用新的基于SAGE对本征模式估计的算法计算每一个簇的特性。参考文献［RiEK05］提出了RIMAX的下一步发展。这里提出了一种基于状态空间的描述信道参量动态的方法，这种方法是为了参数跟踪以估计传播路径。这不仅导致了计算复杂度降低，也同样允许对期望时变参量进行跟踪。

4.4.4 设备性能与信道结构的可靠性估计

对多维波传输机制的彻底调查是理解信道转移矩阵的空间和瞬间结构的必要条件。通过现场测量得到的信号参量估计值的精确度和可靠性取决于信道探测系统的设计。假设在空间域，天线阵列的设计（见参考文献［TLAP02］，［KaKC02］）是决定DoA估计可靠性的一个参量。由于在实际性方面，如：机械方面、电气方面的构造以及天线阵列的不合格，真实天线阵的性能与所设计和模拟的性能有所不同。因此，校准和评估的方法得到了发展（见参考文献［LaRT04a］，［LaRT04b］）。

天线阵的设计和评估方法是基于利用克拉默-拉奥下界（Cramer-Rao Lower Bound，CRLB）和波束优化的技术。CRLB定义DoA估计的方差限制独立于任何其他参数估计量。它起因于对有关信道参量（例：DoA）观察数据的一阶衍生矩阵的逆协方差矩阵计算。因此，天线阵必须有一个可导的数据模型。为了这个目的，阵列流形的解析函数通常被用于设计和模拟的情况下（见参考文献［KaKC02］）。为简单起见，这些方法通常忽略了天线波束方向图、互耦合以及一些其他的特性的影响或者真实天线阵的不合格。因此，在参考文献［LaRT04a］中提出了一个真实天线阵的基于可导校准测量数据的数据模型。

利用CRLB设计天线阵的方法假设估计算法可以找到最优化问题中价值函数的全局最小值。大多数的估计算法是连续的，这就意味着要逐条路径逐个参量的估计信道参量。这样的解决方案仅能找到价值函数（例：虚拟路径的估计）的局部最小值。参考

文献［TLAP02］中同样考虑了波束最优化。CRLB 最小化方法和波束优化方法两者应该结合起来，利用在信道测量和分析中设计的天线以得到令人满意的结果。

1. CRLB 最小化步骤

在移动无线电信道特征描述设备中，天线阵最优化的一种方法是遗传算法（Genetic Algorithm，GA）(见参考文献［KaKC02］)。为最小化 DoA 估计值的 CRLB（最小方差）提议设计一个信道特征系统的阵列。关键问题是选择最佳的阵列几何，也就是找到阵列元素应该安放的位置，以获得能降低 DoA 估计误差到一个最小值的测量值，可以采取最小方差无偏估计算法，例如 ML 算法。每一个传感器都被希望有一个各向同性的波束图形。假设对从信号产生的簇集有一定的先前了解，GA 能决定传感器的位置，使未知数目和散射体位置的 DoAs 的平均 CRLB 最小。

2. 波束优化步骤

参考文献［TLAP02］中为避免估计结果是价值函数的局部最小值，提出抑制波束的旁瓣 $c_k(x,\ \Theta)=x_k^H a(\Theta)$，这里 x_k是第 k 条路径的完整数据，$a(\Theta)$ 是天线阵关于 DoA Θ 的正规化导向矢量。在初始化过程中，这个函数通过大多数 ML 算法计算，例如：EM 和 SAGE。以一个具有全方位波束成形的均匀圆形阵列为例，最好的旁瓣电平抑制是通过收敛半径 $r_{\text{opt}}\approx N\lambda/16<\lambda/4\sin(\pi^2/N)$ 得到的。深层的抑制可以通过天线元素的波束图形和阵列半径的联合最优化得到。有人发现为得到 DoA 的最小 CRLB，UCA 的半径应该尽可能得大。按照波束的旁瓣抑制，半径越小越好。因此，有必要在最小 CRLB 和波束优化之间寻求一个折中值。

3. 实际天线阵的评估

一旦天线阵实现，就可以在消音室测量。天线的响应用所有元素的复杂的极化波束图形描述，这是由垂直和水平极化激励所引起的。记录完整的球形波束图形需要阵列沿一个在阵列相位参考中心的合适的支点的精确自转，并且要求装置有极好的相位稳定性。测量的波束图形在方位角和振幅上是离散的。由于波束图形以 2π 为周期，可以用离散傅里叶变换将波束图形转化为有效的孔径分布函数（Effective Aperture Distribution Function，EADF）域（见参考文献［LaRT04a］，［LaRT04b］)。EADF 矩阵用离散波束图形的方位角和振幅的傅里叶矩阵通过二维傅里叶变换计算得到。因为它是以图 4.29（右）中的有限支持区为特征，EADF 在概念上允许一个相当大的数据压缩。另一方面，它允许对角度参量的导数进行简单分析计算。

一旦存在 DoA 费歇尔信息矩阵（Fisher Information Matrix，FIM）的一阶倒数，就可以计算它的任意测试场景的逆 CRLB。FIM 结构的调查研究和开发对设计一个强健并有效的参量估计器是必不可少的。最简单的场景是一个单独的碰撞路径场景，这将在下一个例子中进行分析。它与拥有 192 个元素的 SPUCPA 有关。在这种场景下，FIM 是对角线矩阵。在图 4.30 中，方位角的 CRLB 与试验中得到的方差相比较。对于在 SPUCPA 覆盖扇形中任意方位角/振幅对 φ，θ，方位角通过 ML 过程（见参考文献［Rich05］，［ThLR04］）进行估计。这个实验重复进行了 64 次。CRLB 的噪声电平被调整以与保持不变的观察的设备噪声相匹配，设备噪声是取决于 17 ~ 18dB 主瓣方向（$\theta=90°$）的 SNR。这种评估方法在更加复杂的场景中同样有效。

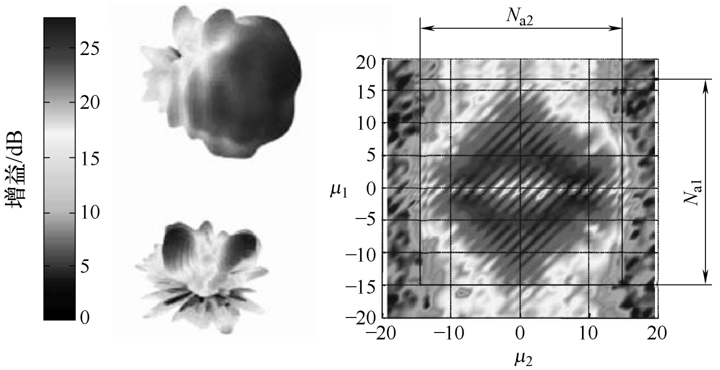


图 4.29　垂直和水平激发（左）的极化波束图形以及相应的 SPUCPA 的垂直激发的 EADF（右）

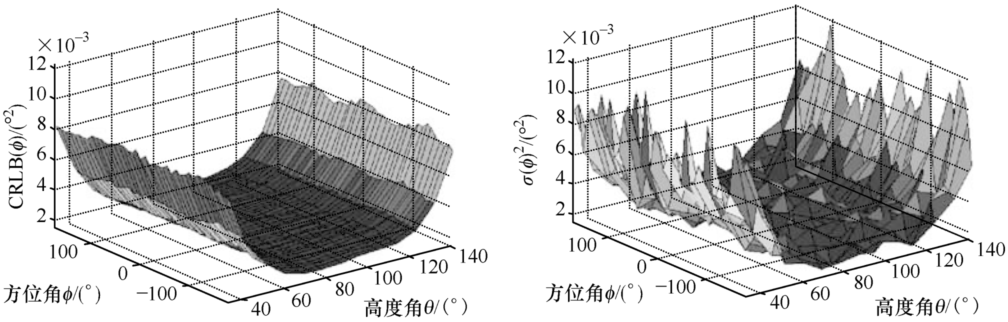


图 4.30　到达方向方位角的估计值的 CRLB（上）和估计方差（下）对比真实的方位角和高度角范围

深一层的，上述描述的方法可以像在参考文献［TLRT05b］，［ThLR04］，［Rich05］中阐明的一样用于 ML 参量估计。在这里，它被用于定义估计 DoA/DoD 参量的可行方差的基本限制，并依照 CRLB 检查估计过程中得到的参量的可靠性。

参考文献［MuSV05］提出了另外一种估计多维信道探测性能的方法。其思路是利用已经存在的参数测量数据创建一个与原始信道信息非常相似的资料组。这种方法基于测量阵列在校准测量中得到的辐射方向图与参数化传播数据的联合。通过这种方法，可以创建一种对多径信号众所周知却又现实的测试数据用来研究，例如：估计的角分布的正确性。

4.5　信道特性

4.5.1　引言

这一部分将主要处理从移动无线电信道接收到的功率的可变性方面。这些方面包含

了在小的或大规模下的距离依赖以及它的时间和角度分布，这些都被单独考虑。在 6.3 节空-时信道和系统中，可以找到对其联合性质的说明。

其主要结构如下：

1）对测量数据过程中形式上的规定的简单介绍；

2）对路径损耗、距离依赖性以及小范围和大范围波动的介绍；

3）对时间和角度分布的介绍；

4）对衰落预测技术的介绍。

4.5.2　测量的统计过程

在这一部分所讲的移动信道的性能都被建模为随机过程。在多数的关于信道特性的文献中，已经从对时间序列的运行中推导出了大多数的特性。这种方法，暗含了以下假设（见参考文献［Bult04］）：

1）在考虑之中的随机过程的测量可变性仅仅是时间或者距离的函数，这使它成为一个随机过程。

2）在广义的平稳（Wide-Sense-Stationary，WSS）随机过程中可变性仅是 2 个取样点之间时间差或距离间隔的函数。因此，平均值应该不取决于时间或距离，自相关函数应该只取决于时间或距离的差异。

3）大部分时间序列随机过程是遍历的，它允许用孤立的样本函数替代总效果。

实际上，这意味着随机过程的平均值应该是恒定不变的，过程中的协方差应该存在，但很难在实际情形中检测。也可以说，在文献中很少有论述证明上述假设是成立的。

一种可能性是保证随机过程既是 WSS 又是高斯分布，这样的过程是遍历的。然而，高斯性能应该通过中心极限定理推测出，虽然时间序列的分析潜在地假设了其遍历性。Bultitude 把无线信道上小于 15 个多路径组件的事件当作对在信道转移中不能假设具有高斯特性的一种指标（见参考文献［Bult02b］）。因为多径的分布和独立性，比 15 大得多的时间序列可能需要安全的假设高斯特性。

Bultitude 通过对照后来的多普勒光谱对 WSS 进行测试。他用 MUSIC 算法从半重叠 1m 的测量部分提取多普勒参量，计算平均功率加权到达角和分散角的连续方差。任意一个方差的最大值变化超过 10% 被认为是非平稳的。在渥太华（曼哈顿电网）市中心对 1.8GHz 的微型蜂窝电话场景的测试，发现了近似的符合负指数分布平稳性区间，“一致性长度”，但是测量显示了更大的间隔可能性。对非视距场景，这些平稳性区间长度的中值介于 2.6 ~ 3.3m，这取决于场景方向（见参考文献［Bult03］）。Bultitude 开发的另一项用于测试 WSS 的技术是对光谱线中间附近的方差的检查（见参考文献［Bult02b］）。

在决定频率相关函数的过程中，通常的做法是在（平均）功率延迟剖面上利用傅里叶变换，这里假定散射不相关（US）。我们对 US 的测试是为了直接从频谱中确定频率相关函数，并测试产生的关于任意参考频率的相关函数是否对称（见参考文献［Bult02b］）。Kattenbach 已经处理过室内环境中 US 假设的有效性（见参考文献

［Katt97］)。同样由于占主导地位的相关组件的存在，如同在 Ricean 衰弱过程中，可能使从傅里叶变换得到的结果失真。Salous 和 Gokalp 提出了一个例子，城市中上行和下行链路特性在 2GHz 处的微小差异将导致频率相关函数的明显不同，尽管功率延迟剖面是相似的（见参考文献［SaGo01］)。图 4.31 通过直接关联与由傅里叶变换功率延迟剖面推导出的关联相比较，显示了上行和下行链路频率相关函数的不同。

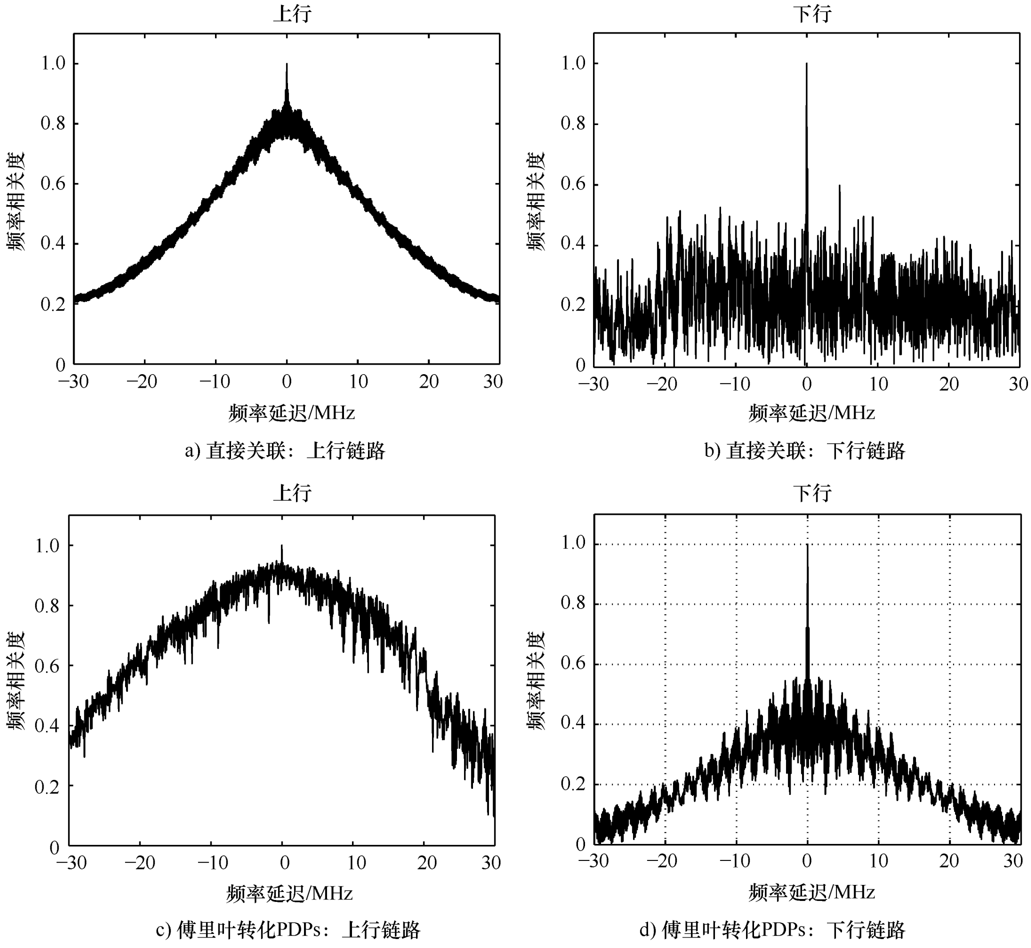


图 4.31　在 2GHz 估计的频率相关之间的对比（在参考模型［SaGo01］之后）

4.5.3　路径损耗和建筑物穿透损耗

在过去的 20 年中已经提出了大量的不同的路径损耗模型，其范围从简单的经验上的到更加复杂的物理上的（见参考文献［Corr01］)。每一个模型都有其自己的优点和缺点。因此，包含居住环境在内的室外的宏观的和微观的蜂窝网中的路径损耗是不可避免的。文中同样提出了室内和建筑物穿透模型。

参考模型［GCBV02］提出了在城市地区扩展简单经验模型如：Okumura-Hata（见

参考文献［OOKF68］，［Hata80］）的有效范围的方法。假设城市环境中的传播可以依靠沿街道（横向传播）或建筑物之上（垂直传播）的反射和衍射重现，因此，可以结合两个独立的模型成为一个全面的统计学模型。这两部分被分别考虑，并且每一个子模型都可以完全地相互独立。当基站天线高度和路径高度足够大的时候，得到的模型可以导出著名的指数定律。Okumura-Hata 模型在它的有效范围内应用，并且在距离小于 1km，以及基站天线低于 30m 的范围内被替代。正如 LoS 的存在，垂直传播和横向传播的结合体被期望变化为距离的函数。在距离基站任意距离处存在一个主导机制，它能识别 3 个领域，每一个均以这些机制中的任意一个为特征。

一旦这些区域被鉴别，必须鉴别它们之间的转换模型以及权重因子以用于 3 个组件中的任意一个。为了鉴定 LoS 传播占优势的范围，利用一个阻碍概率因子 p，定义 BS 和 MT 之间的链路被阻碍的可能性。基本上 BS 附近的 p 是零，它将随着距离增加而增加，最后接近一致。城市环境中的路径损耗可以有下式得到

$$L_p = (1-p)\, L_p^{\mathrm{LoS}} + pL_p^{\mathrm{NLoS}} \tag{4.4}$$

式中，L_p^{LoS} 和 L_p^{NLoS} 分别是在 LoS 和 NLoS 中的路径损耗。

非视距组件是由两种关系的结合所引起的，代表了垂直和横向传播。为简单起见，假定总场强是由最强的组件所供给的，因此，

$$L_p^{\mathrm{NLoS}} = \min\,(L_p^{\mathrm{LAT}},\ L_p^{\mathrm{VERT}}) \tag{4.5}$$

式中，L_p^{LAT} 和 L_p^{VERT} 分别代表横向和垂直衰减。

为了应用模型，3 个分量需要被认为是传播场景的几何参量的函数。

假定在横向和垂直面的接收场强是统计上独立的，总的接收场强的标准偏差可从下式中估计：

$$\sigma(d) = \sqrt{\sigma_{\mathrm{VERT}}^2(d)q(d) + \sigma_{\mathrm{LAT}}^2(d)[1-q(d)] + [\mu_{\mathrm{VERT}}(d) - \mu_{\mathrm{LAT}}(d)]^2 q(d)[1-q(d)]} \tag{4.6}$$

这里，q 是支配可能性，即，在给定距离 d 时，接受场的主要分量是由垂直传播引起的分量，并且两个不同分量的平均值和标准偏差可以通过如下获得：

$\mu_{\mathrm{LAT}} = \alpha_1 d + k_1$，$\mu_{\mathrm{VERT}} = 10\alpha_2 \log(d) + k_2$，$\sigma_{\mathrm{LAT}} = \min(\beta_1 d,\ 20)$ 和 $\sigma_{\mathrm{VERT}} = \beta_2$。

参量 α_1，α_2，β_1，β_2，k_1 和 k_2 取决于所考虑区域的几何拓扑结构，例如：平均建筑物高度、平均街道宽、基站天线高度等。通过一个小型蜂窝网在 947MHz 的测量数据可以得到 $\alpha_1 = 0.108$，$\alpha_2 = 7.324$，$\beta_1 = 0.027$，$\beta_2 = 6.783$，$k_1 = 64.777$，$k_2 = -70.000$。在参考文献［BCFF02］中可以找到 1800MHz 时的数据。

众所周知，路径损耗取决于载波频率。在同一环境中，在 2 个频段即 2.45GHz 和 5.25GHz，以及系统带宽为 100MHz 的宽频带测量在参考文献［LZMJ05］中给出。农村测量是在坐落于靠近芬兰奥卢的一个小的农村自治区 Tyrnävä 进行的。测量路线大约有 1km 长，并且大多数是 LoS 类型，因此代表了平坦的农村 LoS 大蜂窝环境。在奥卢地区的郊区环境是典型的郊区住宅区，附近最多有 4～6 层楼（测量路线中都是一到两层楼），并没有很宽的街道。街道的布局非常整齐，在房子之间没有露天场地。这是一个无障碍 LoS 环境。通过将接收机放在不同的高度来考虑大型或微型蜂窝系统，这里分别

讨论了 11.7m 和 7.6m 的情况。

以测量为基础，利用测量数据散点分析的线性回归可以导出一个简单的对数距离路径损耗模型。农村和郊区案例的结果记录在表 4.5 中，作为例子在图 4.32 中给出了农村案例的一些数据。

表 4.5　在农村和郊区情况下的路径损耗

L_p/dB		
频率 f/GHz	农　　村	郊　　区
2.45	38.3 + 21.1 log(d)，d < 650m	无法使用
	−105 + 75.0 log(d)，d > 650m	
5.25	41.8 + 22.0 log(d)	宏蜂窝区
		43.3 + 22.8 log(d)
		宏蜂窝区
		41.6 + 23.8 log(d)

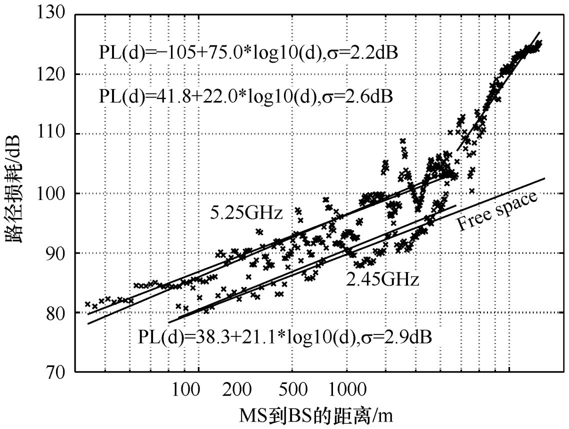


图 4.32　在 2.45GHz 和 5.25GHz 下的农村路径损耗模型（见参考文献［LZMJ05］）

在参考文献［ZVRK04］中，微蜂窝的经验路径损耗模型是由测量值所产生的，该值是在 5.3GHz，系统带宽为 100MHz，在赫尔辛基中心的市区微蜂窝环境中得到的。这个环境以整齐的街道布局为特征，建筑物的高度在 4 ~ 7 层楼之间。基站天线放置在街道交叉口的中央，高度大约高出地面 10m，也就是明显地低于屋顶水平面。在基站，应用了一个水平对齐的均匀线性阵列，它有 4 个双偏振微带贴片元素。在 MT，应用了 2 个全向（偶极）元素和一个有 4 个天线的用户终端实物模拟。

基站建立在不同的街道交叉点，在每一个基站点测量几个基站阵列方向。在每个基站点，阵列通常直接指向一条街道（两边有高大房屋），以测量沿街道及垂直街道方向的接收功率。被测量的街道的宽度各不相同，大约在 20 ~ 30m 之间。

经验路径损耗模型是利用最小乘方误差法从测量数据中推导出的。对 LoS 情况测量了 7 条街道，得到了路径损耗指数为 2.34，标准差是 2.6dB。对 NLoS 情况，测量了 9 条正交街道。其观察的路径损耗指数在 1.6 ~ 2.9 之间，平均值为 2.34，标准差在 1.9 ~ 5.6dB 之间，其平均值为 3.1dB。

对生活的居住环境的场预测不是简单地通过标准路径损耗预测模型就能实现的

（见参考文献［Corr01］）。穿过一个树冠覆盖面的无线电波传输的电磁场将被分解为平均（相干）和漫散射（不相干）部分。低频时，漫散射部分相对较小，只需考虑平均场（见参考文献［ToBL98］）。当频率升高时，应该将场的空间波动考虑在内。同样，即使在低频情况下，在无规散射介质中随着发射机和接收机之间距离的不断增加，不相干场也将变得重要。参考文献［ToLa04］中，调查了在一个以树干为主导的环境中，不相干部分在特高频（VHF）和超高频（UHF）时的特性。假设树干是对称的，且发射机和接收机在相同的端平面。辐射传输理论中出现的相位函数通过一个介质圆柱体的微分散射横截面来得到，这即对低频适用也对高频适用。精确的辐射传输方程通过特征值技术在数值上得到解决。这种解决方法被用于计算以树干为主导的环境中的相干和不相干的衰减常量。

对于一个复杂的横截面，其介电常数为 10^{-3}j，树干的半径为 10cm，密度为每公顷 1000 棵树（见参考文献［ToLa04］），可以看出用 dB 表示衰减可以使衰减随距离的增大线性减小，不相干部分的作用超越了相干部分。例如，在 100m 处，非相干强度比相干衰减高出 10dB。全局的，相干衰减作为距离的函数，用 dB 表示是 $0.21d$，然而总的衰减是 $0.11d$。

参考文献［LZMJ05］介绍了傍晚在奥卢的 Elektrobit 单位的一个无人的办公室，在 2.45GHz 和 5.25GHz，系统带宽为 100MHz 的室内测量。利用测量数据的线性回归，路径损耗可以估计为 $L_p = 48.1 + 17.3\ \log(d)$ 和 $L_p = 3.3 + 52.1\ \log(d)$，这两个是在 5.25GHz 时分别在 LoS 和 NLoS 的情况下得到的。在 2.45GHz 时，两种情况分别为 $L_p = 42.7 + 16.4\ \log(d)$ 和 $L_p = 10.8 + 45.4\ \log(d)$。

参考文献［MeBe02］介绍了一种模拟办公楼中路径损耗的方法。提出的构想是将街道微蜂窝模型与一个幂次定律相结合，这在直走廊部分的内部及周边是有效的。这个模型已经通过与有复杂拓扑结构的大办公楼的路径损耗测量相比较验证。窄频带测量在 5.2GHz。建筑物的拓扑结构十分复杂，包含数个直的走廊部分，这些走廊在交叉口和转弯处相互连接。建筑物有 70m 宽，100m 长，5 层楼高。楼地面使用钢筋混凝土组成，外墙使用砖块和钢筋混凝土组成，各个房间之间的内墙是用垂直金属立杆支撑的双层水泥板。

基本的指数模型不能对在交叉口和转弯处相互连接的走廊部分的内部拓扑结构做出解释。然而，递归模型是为这样的拓扑结构所设计的（见参考文献［Berg95］）。通过结合指数模型和递归模型，可以简单地对复杂室内环境进行建模（见参考文献［MeBe02］）。

为了使模型参数与测量数据相符，分别设走廊-走廊、房间-走廊、房间-房间类别的路径损耗指数为 1.55、2.7 和 3.9。

在图 4.33 中，显示了相对于离基站 1m 处的测量功率的接收功率，以及组合模型对走廊-走廊（虚线）情况下的测量结果。点 B 和 D 是递归模型的节点，并且在 C 点考虑了由于阻碍所引起的 4dB 的损耗。

60GHz 处的毫米频段是一段有希望提供数百兆位每秒传输速率的候选频段，它已经被提议用于未来无线局域网（WLAN）（见参考文献［Corr01］）。在赫尔辛基理工大学的

2 座不同的建筑物的房间和走廊的宽带测试，推导出了几个结果，如图 4. 34 所示。

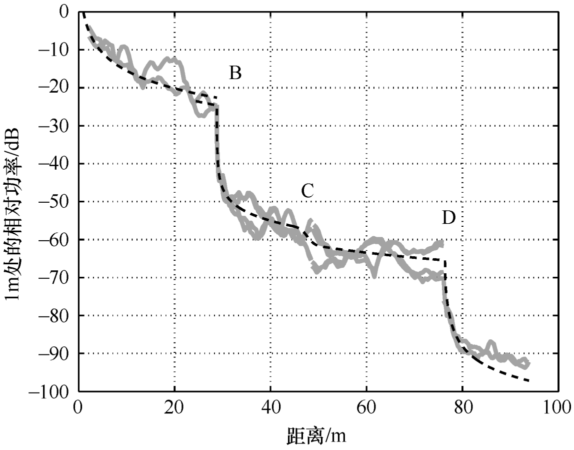


图 4. 33　走廊-走廊类模型的接收功率（见参考文献［MeBe02］）

与通常的建筑物相比较，医院的一部分墙构造很特殊，其内部有金属层面板。墙的结构取决于病房的类型。参考文献［ScFW02］介绍了 4 个不同医院的相关区域的窄带测量。测量结果显示，在决定向附近房间的衰减时，在整体上考虑这个房间很重要。墙的缝隙和开口引起贯穿墙的内部有金属夹层的房间的耦合效应。为了精确研究波传播特性，利用了不同的天线和测量系统。结果显示医院中不同房间的波传播特性是不同的。

单层墙壁衰减的测量是通过在墙壁的两边放置角状天线，然后测量直接穿过墙壁的发射功率的衰减。分别在 2. 45GHz 和 5. 2GHz，天线距离墙壁 50cm 处进行测量。表 4. 6 给出了在 2. 45GHz 时，Ⅰ医院墙壁的衰减测量结果。

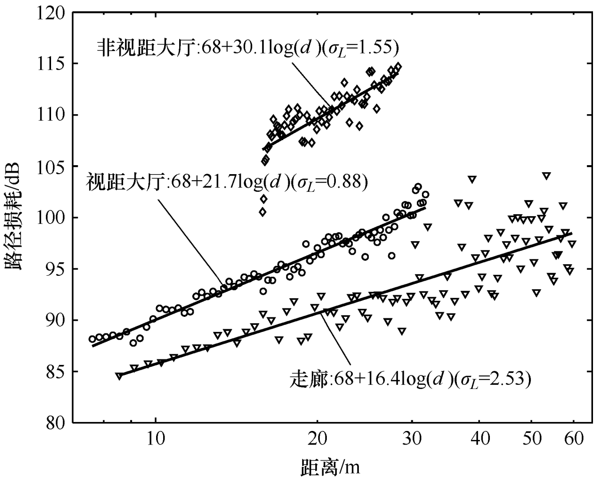


图 4. 34　60GHz 时的路径损耗（见参考文献［Geng05］）

表 4. 7 给出了Ⅱ医院的墙壁衰减测试结果。Ⅰ是在 2000 年新建的，然而Ⅱ是在 1970 年建的。这意味着墙壁的建造方式不同，尤其是做 X 射线检查的房间，其中Ⅱ医院的 X 射线检查房间是用石膏板建造的，导致了与表 4. 6 的不同结果。

得出的普遍结论是高频的衰减增大，其差距从混凝土的 3dB 到铅屏蔽墙的 15dB。另外一个有趣的结论是水平偏振的墙壁衰减通常比较低。形成这种性质的可能原因是墙壁的垂直结构：金属屏蔽的所有缝隙以及作为墙壁基本结构的所有钢梁都是垂直对齐的。

这里主要有两种适用于室内覆盖规划的不同的方法：

1）基站安装在建筑物内的微微蜂窝调度，例：数字增强无线电通信（Digital Enhanced CordlessTelecommunications，DECT）。

表 4.6　2.45GHz 时 I 医院的衰减测量结果

房　　间	衰减/dB	
MRTo	窗户	95.5
	门	73.2
	墙	91.5
X 射线	门	41.5
	墙	51.3
手术室	墙	61.6
石膏板	墙	6.4
混凝土	墙	35.5

表 4.7　2.45GHz 和 5.25GHz 时Ⅱ医院在垂直和水平方向的衰减测量结果

（单位：dB）

房　　间	2.45GHz		5.25GHz	
	垂 直 方 向	水 平 方 向	垂 直 方 向	水 平 方 向
混凝土（10cm）	7.4	6.8	10.7	10.3
手术室	38.2	39.9	52.7	48.3
X 射线墙壁	42.6	31.1	61.9	46.6
X 射线门	44.2	30.4	61.7	56.9
MRTo 墙	91.4	81.2	95.7	95.3
MRTo 门	73.7	67.4	93.7	102.9

2）通过安装在外面的天线进行室内覆盖（微型或小型宏蜂窝区的调度），大多数的传播发生在 NLoS 条件下。

大量的室内无线电覆盖仍然是由室外的基站提供的。建筑物穿透损耗被规定为建筑物附近的平均信号强度与给定建筑物楼层的平均信号强度的差异。为了无线电规划目的，建筑物或房间的损耗系数可以作为附近局部地区的预测信号损失的增加。在较高的楼层，接收信号强度要比一楼强。这对于无线电规划很重要，因为它将引起较高楼层的高干扰电平。

参考文献［XaVC03］记录了在里斯本市的 11 个不同的建筑物内部进行的测量，这用实验的方法支持了用于室内覆盖规划的经验穿透损耗模型以及它们在 1.8GHz 频带时的参量。这些模型的参考是在地面以上 1.5m 的外墙处估计的传播损耗。

根据建筑物的高度以及城市结构的集成类型可以将测量过的建筑物分为 4 种类别：高的孤立的、矮的孤立的、高的聚集的、矮的聚集的。聚集与孤立建筑物的区别在于是否与周围建筑物分享墙壁。聚集的建筑物通常与其他一些建筑物共用墙壁，然而孤立的建筑物单独拥有所有墙壁。就高度参量（高/低）而言，建筑物通过楼层数分类，1～4 层（包括第 4 层）被认为是低，其他的被认为是高。参考文献［XaVC03］中可以找到

对参考建筑物特性的描述。

通过对已收集数据的处理，发现每个建筑物的所有衰减直方图都有一个共同的形状，因此产生了一种新的模型，“双面高斯模型”。直方图成一种“不平衡”的高斯函数的形状，从“左”和“右”两边都对均值有明显的标准差。双向高斯模型输出参量有均值以及两个半高斯的标准差，见表4.8。

表4.8　每个建筑种类的双面高斯参量

建筑种类	均值/dB	右标准差/dB	左标准差/dB
高的孤立的	2.59	16.59	9.74
矮的孤立的	15.79	10.97	12.95
高的集成的	13.27	13.92	12.37
矮的集成的	12.83	9.81	6.28
所有种类	10.19	13.85	13.84

对于同一个建筑物，对1.8GHz和900MHz分别测量的结果进行比较，差异大约为6dB，因此验证了衰减取决于20 lg(f)。依照同样的定律，从现在的结果推测通用移动通信系统频带的测量结果是有可能的。

参考文献［MaHe03］给出了位于海牙的办公大楼的测量结果。测量结果显示可以通过在建筑物的不同部分接收到的信号电平观察到长期波动。在低层，这些波动服从对数正态分布，而在高层，LoS和NLoS区域间可以观察到显著的差异。因此，楼层高度和关于地面水平的额外增益并不是线性的，这取决于很多因素，比如：基站天线的辐射方向图和当地的城市杂波效应。

参考文献［KüMe02］给出了通过室外基站在1.8GHz的室内覆盖的附加结果，并提供了在1.8GHz频带下的大量测试所得到的建筑物穿透力和高度增益的经验因子。

4.5.4　长期衰落

在复杂的传播环境中，通常是在移动通信系统中，接收信号的衰落是由所有与扩散波和传播空间中的物体的交互有关的可能效应所造成的。通过对不同环境中窄频带测量结果的分析，一般认为，接收信号幅度的平均值是随机的，在平均距离决定的路径损耗值附近服从对数正态分布（见参考文献［Pars92］）。

这些距离依赖的值的变化通常被归类为慢衰落或快衰落，因为在短时间或间隔中接收信号的大小大约保持为常数，因此只有在长期［一般认为是十分之波长（见参考文献［Pars92］）］的基础上才能观察到变化。这种长期变化通常以由于MT或散射环境的变化（运动）而引起的可见度或者多径部件的障碍的变化来证明。这种现象与阴影衰落的表示有关，当涉及到长期衰弱时有时会用到阴影衰落。

这种分布是一个深受人们认可的用于建模窄带衰落的模型，它被频繁地应用于系统模拟和分析计算。然而，在具体环境下，例如：隧道，可以发现不同的长期衰落行为（见参考文献［Corr01］）。

宽带信号模型通常是基于传播信道的信道脉冲响应。在窄带情况下，信道响应是通过一个单独的组件描述的，与窄带情况相反，在宽带情况下，是通过不同的组件（路径）描述的，其不同组件的到达时延各不相同，这是与不同的传播路径有关的。因此，从长期的观点看，将每一条路径建模为一个窄带信道是共同的，例如：假设每一条路径都服从对数正态分布（见参考文献［Corr01］）。

从城市的宏蜂窝环境（见参考文献［MiVV04］）的宽带测量中，可以发现不同群集的对数正态分布的参量有非常大的差距，这取决于考虑的路线；因此，有人对在任意环境中（例如在所有测量的路径）对数正态分布都有效的假设提出质疑。假若这样，不同的群集将组成总接收功率的主要部分，这取决于测量路径。

实时上，用分贝（dB）表示的平均接收信号幅度为高斯分布的假设是普遍的，却不是明确的（见参考文献［Hans02］）。从一个由相当结实的砖块组成的内墙的建筑物的室内和走廊的测量结果可以观察到，当两者同时考虑时，结果将不再服从单一的高斯分布，而是两者的叠加，即：双模高斯，它可以通过它们的两个独立的均值和方差来描述。因此，测量结果显示，当测量出的统计信息是由一个特殊场景控制时，例如，当其拥有比调查环境的其他部分更高的振幅时，信号幅度是高斯分布的假设不是有效的。从全局上，可以看出路径损耗的对数正态并不是对任意场景都有效的。因为潜在多峰分布的参数应该分别计算，所以，建议将每一个任意的场景分解成数个子场景分别建模。

在大多数的传输模型中，不同 MT 的长期衰落是分别产生的；然而，在网络模拟中，在一个给定的区域通常有数个 MT 运行。由于长期衰落效应取决于 MT 的位置，这在网络级仿真中通常是彼此接近的，如果每个 MT 阴影效应都不是单独建模应该会得到一个对实际情况比较好的近似值。

考虑到长期衰落效应是通过增加高斯分布的随机变量而建模的，这并没有完全地模拟阴影过程。应该考虑一个附加的方面：阴影是无线电信道的一个缓慢变化的特性。这个变化速率表明了时域中非零阴影自相关的存在性。由于考虑了移动性，时间相关与空间相关有直接关联。实际上，阴影效应的物理解释主要与位置有关（见参考文献［Lee85］）。空间相关性可以建模为（见参考文献［ETSI98］）

$$R(\Delta r)=2^{-\frac{\Delta r}{d_{\mathrm{corr}}}} \tag{4.7}$$

式中，Δr 是空间位移；d_{corr} 是解相关距离，在参考文献［ETSI98］中可以找到基准值。

考虑到式（4.7），阴影数据的计算阶段可以通过两种不同的方法实现：

1）第一种方法先生成一组 n 个独立分布的随机高斯变量，每一个相应于一组 n 个同样间隔的位置中的一个。显然的，这造成了一个不相关序列。其次，过滤序列得到想要的自相关函数。

2）参考文献［ETSI98］提出了一种替换过程。这个过程逐个产生阴影样本，这并不需要它们有同样的间隔。一旦产生了一个阴影样本 G_i，下一个同样是高斯随机变量，它的均值为 $R(\Delta r)G_i$，方差是 $(1-R(\Delta r)^2)\sigma^2$，其中，$\sigma$ 是阴影值的标准差。

第二种方法的一个主要缺点是自相关只取决于转移间隔。考虑到需要产生引起阴影效应的一系列传输地图的情况，它包含了对每一个地图的每一个地方产生一个阴影样本。因为地图是二维的，不可能在它的位置之间建立一个顺序，因此不能采用第二种方

法。在这种情况下，反而应采用第一种方法；然而，它的应用是不明确的。

参考文献［FrLC03］，［FGLM04］提出了一种二维的建模技术，它允许 MT 在模拟环境的附近经历相关的阴影效应。

$$R(\Delta x, \Delta y) = 2^{-\frac{\sqrt{\Delta x2 + \Delta y2}}{d_{corr}}} \quad (4.8)$$

式中，Δx 和 Δy 分别是 MT 在水平和垂直坐标的移动；d_{corr}是解相关距离。

必须假设一组 n 个阴影图对应于覆盖同一范围的 n 个基站，过程如下：

1）产生 $n+1$ 个矩阵，g_0，g_1，…，g_n，矩阵的每个元素都是均值和方差都是 0 的高斯随机变量；

2）给定不同基站的阴影相关系数为ρ，根据式（4.9）产生 n 个阴影图；

$$G_i = \rho^{1/2} g_0 + (1-\rho)^{1/2} g_i, \ i = 1, 2, \cdots, n \quad (4.9)$$

3）通过计算二维傅里叶反变换得到 $h(x, y)$；

4）利用二维卷积过滤每个阴影地图 G_i，获得所需的过滤地图。

这种模拟阴影效应的方案提供了进行更实际的系统级仿真的基础。这是由于它提供了与环境描述相一致的 MT 和阴影效应之间的关系。

4.5.5 窄带快衰落

由于多径信道特性导致的接收信号在大约几个波长的距离或者短时间上的快速变化，即：到达波的振幅和相位的变化被称为是小规模衰落或快衰落。从全局上看，接收信号幅度是由依赖距离的路径损耗值与长期或短期衰落效应的叠加所描述的。

快衰落是由于从不同路径到达的波，即从位于传播环境中的不同散射体上到达的波的路径长度不同所引起的。这些不同导致了显著的相位差。

在窄带情况下，与系统分辨率相比，所有的辐射实质上都是同时到达的；因此，接收信号振幅的短期变化可以由视距元件（如果存在的话）加上几个反射路径和/或折射路径和表示。这通常依靠视距路径的存在与否，被描述为瑞利或莱斯分布（见参考文献［Pars92］）。

在视距（莱斯）情况下，视距路径的功率与反射/折射路径功率的比值通常被定义为莱斯因子 K。应该注意到 K 的值是通信链路性能的有用的测量值，它的正确估计对得到精确的信道特征是十分重要的（见参考文献［Corr01］）。

当慢衰落效应被建模为一个对数正态分布时，瑞利衰落通常用来建模快衰落效应，整体信号分布可以建模为 Suzuki 分布（见参考文献［Pars92］）。

一般认为长期衰落效应和短期衰落效应可以分别建模。在参考文献［Ande02］中表明，在 MT 移动时长期衰落效应通常不是由阴影效应造成的，而是由散射体之间耦合的缓慢变化引起的。这意味着由于长期衰落效应起源于相同的散射体，长期衰落效应与短期衰落效应一样不可预测。在环境发生重大变化时阴影效应将同样存在。

参考文献［Ande02］中提出了一个利用多重散射的新模型，将总体衰落中的传统部分替换为一个缓慢的对数正态和一个快的瑞利部分。其物理基础是散射体之间的前向散射模型，这个模型介绍了多重散射波并定义了一个新的转移函数 H。这个函数包含了

一小部分项数的和，每一项是复杂高斯分布的一个多重产物。

$$H = K + H_1 + \alpha H_2 H_3 + \beta H_4 H_5 H_6 + \cdots \tag{4.10}$$

式中，H_i 是复杂的独立高斯变量（瑞利分布）；K 是与莱斯因子有关的常量。

参量 K、α 和 β 是通过在测量中最小化均方误差得到的。

参考文献［EFLR97］在以前就已经将双衰落描述为级联瑞利衰落，并且表明功率 s 的概率密度可以通过下式给出：

$$p(s) = 2K_0(2\sqrt{s}) \tag{4.11}$$

式中，K_0 是第二类零阶修正贝塞尔函数。

接着给出了累积的分布函数

$$\mathrm{Prob}(s' \leqslant s) = 1 - 2\sqrt{s}K_1(2\sqrt{s}) \tag{4.12}$$

式中，K_1 为第二类一阶修正贝塞尔函数。

这种分布的优势是它对长期衰落的起源的洞悉，而它的缺点是除特殊情况（如：瑞利衰弱路径的二重积）外，不能对接收功率的 PDF 给出一个简单的分析函数。

这种新的模型可以在形状上类似 Suzuki 分布，但是它有不同的解释。对数正态（适用于 Suzuki）分布通常被解释为一个阴影函数，阴影效应取决于当地环境，并将影响当地的均值。提出的这种分布对整个环境的单反射有一个常量平均功率，总功率的均值变化是由 MT 运动引起的散射体之间的缓慢散射变化所造成的。因此，没有任何必要通过阴影论证来解释快衰落。从分布拟合得到的参数可能被解释为揭示了传播机制。根据参考文献［Ande02］，长期衰落与短期衰落一样，源于相同的随机原理。

短期衰落可以利用光线追踪或者统计学的方法通过模拟得到（见参考文献［TLVD01］，［Kunn02］）。在统计学模型中，衰落过程被给予了预先定义的特征。此外，统计方法可以使短期衰落的简单模型在时域和频域都能应用。在特定场域下，射线跟踪方法是用数值表示的深度调查技术。

由于对多径环境中接收信号平均水平和方差的了解是设计一个无线通信系统的基础，如果不同的技术都适用于估计这些变化，就应该对这些技术进行适当的评估。从参考文献［ThYo03］的工作中，可以看出，射线跟踪技术可以在保证平均信号水平和均值方差的足够精确度的前提下进行估计，因此，至少在室内环境，可以利用它估计统计信息。

能够计算接收信号的平均功率和局部统计量的能力导致了获得特定场域信道模型的可能性，这能说明一个区域内不同位置的信道变化。此外，从一端利用射线跟踪技术得到的多普勒频谱开始，有可能估计另一端的局部区域的信号统计量。因为它本质上降低了局部统计量计算时间，这种可能性有很重要的实用性。

这种技术的一种替换技术是统计模型方法。在参考文献［Kunn02］中，考虑了具有莱斯分布包络的快衰落的统计模型和仿真以及期望的时间、空间和频谱的关联。提出的模型适用于 MIMO 多载波系统的仿真。模拟的快衰落信道增益包括一个确定的直接部分加上一个高斯部分，因此，具有莱斯分布包络。提出的快衰落仿真器结构同样使经典抽头延迟线模型的时变抽头权重的产生成为可能。

产生的莱斯衰落信道增益的数量是由子载波数量、发射天线数量、接收天线数量之

间的乘积给出的。就仿真结构而言，一个噪声发生器输出不相关复杂高斯白噪声序列，并提供给有相同脉冲响应的并行时间相关整形滤波器。具有期望的时间相关性的不相关输出序列被输入一个为每一个不相关样本集运行的空间频率相关转换。具有期望的时间、空间和频谱相关性的复杂高斯样本被累加到代表直流分量的复杂样本上。最终，改变序列以达到要求的信道抽样速率。

最近，由于存在达到高信息理论容量的可能性，MIMO 系统受到了广泛的关注。作为这些技术的核心，为开发传播信道的多径丰富性，在基站和 MT 端都采用了多单元天线。达到这个目的的一个方法是在基站和 MT 端分离天线单元，因此可以得到大的分集数量级。这要求在基站端天线间距达到 10 个波长，而在 MT 端达到一个波长。在基站采用多单元天线没有引起显著的问题，但是在 MT 端容纳更多的天线却对实际实施引入了一些限制。

就这一点而言，电磁矢量传感器（Electromagnetic Vector Sensor，EVS）可以展开作为一个小型的 MIMO 接收天线，它有能力在空间中的某一点测量 6 个时变电场和磁场，如图 4.35 所示。尽管 EVS 已经广泛用于侧向应用（见参考文献［NePa94］，［WoZo00］），近来的结果显示 EVS 可以应用于移动通信系统，在那里极化分集的应用可以提供相对通用双极化系统的容量的改进（见参考文献［AnMd01］）。

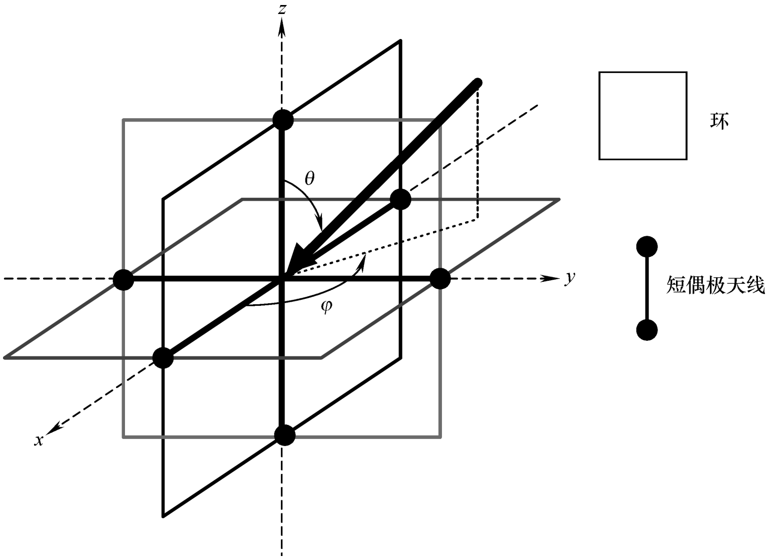


图 4.35　由 3 个相同的短偶极天线和 3 个磁性相同的小型回路组成的 EVS（见参考文献［ThYo03］）

在参考文献［ThYo03］中，推导了依照方位和高度角以及如同波的极化状态的 EVS 的几何形状的空间衰落相关函数的解析解。在一个 MIMO 结构下，假设为一个频率非选择性方向的瑞利衰落模型，则信道脉冲响应矩阵 $\boldsymbol{h}(t)$ 可以通过下式给出：

$$\boldsymbol{h}(t)=\sum_{m=1}^{M}\alpha_m(t)\cdot\boldsymbol{a}(\phi_m,\theta_m,\gamma_m,\eta_m) \tag{4.13}$$

式中，α_m 是第 m 条多径分量的复数振幅；M 是分量的总数；$\boldsymbol{a}(\phi_m, \theta_m, \gamma_m, \eta_m)$ 是导向矢量，标量 ϕ 和 θ 是方位角和高度角，正如图 4.35 所示，然而，标量 γ 和 η 分别表示附加的极化角和极化相位差。

在参考文献［ThYo03］中，方位角和高度角的角扩展都被建模为均匀分布。另外，方位角扩展和高度角扩展是角扩展偏离平均到达方向的最大偏移。令 $\boldsymbol{\Theta}$ 作为一个空间矢量参数，表示为 $\boldsymbol{\Theta}=[\phi, \theta, \gamma, \eta]^{\mathrm{T}}$，其中［ ］$^{\mathrm{T}}$ 代表转置；因此，EVS 中任意两个元素（m，n）之间的空间衰落相关可以表示为

$$\rho(n, m) = \frac{E[a_n(\boldsymbol{\Theta})\ a_m(\boldsymbol{\Theta})^*]}{\sqrt{E[a_n^2(\boldsymbol{\Theta})]E[a_m^2(\boldsymbol{\Theta})^*]}}$$

$$= \frac{\iiiint\limits_{\phi\,\theta\,\gamma\,\eta} a_n(\boldsymbol{\Theta})a_m(\boldsymbol{\Theta})^*\sin(\theta)p(\boldsymbol{\Theta})\mathrm{d}\theta\mathrm{d}\phi\mathrm{d}\gamma\mathrm{d}\eta}{\sqrt{\iiiint\limits_{\phi\,\theta\,\gamma\,\eta}|a_n(\boldsymbol{\Theta})|^2\sin(\theta)\mathrm{d}\theta\mathrm{d}\phi\mathrm{d}\gamma\mathrm{d}\eta}} \cdot \tag{4.14}$$

$$\frac{1}{\sqrt{\iiiint\limits_{\phi\,\theta\,\gamma\,\eta}|a_m(\boldsymbol{\Theta})|^2\sin(\theta)\mathrm{d}\theta\mathrm{d}\phi\mathrm{d}\gamma\mathrm{d}\eta}}$$

其中，$E[\ ]$ 表示期望，上标 * 表示复共轭，标量 $p(\boldsymbol{\Theta})$ 是 4 个参量的联合概率分布函数，a_m 是 $\boldsymbol{a}(\boldsymbol{\Theta})$ 的第 m 个分量。

图 4.36 中，在平均到达方位角和高度角分别为 45°和 90°，高度角扩展为 0°的情况下，对方位角扩展的函数给出了说明性的结果。

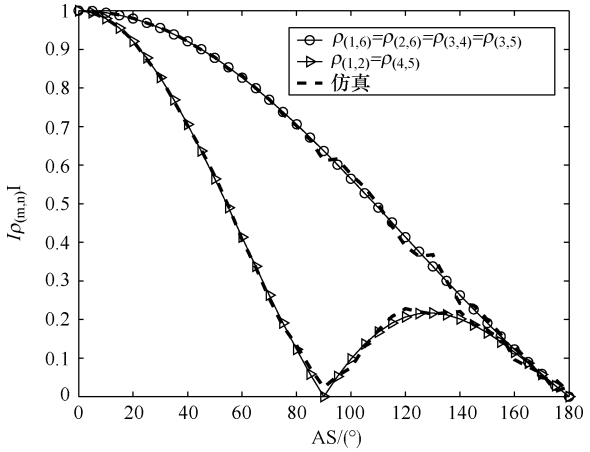


图 4.36　在平均到达方位角和高度角分别为 45°和 90°，高度角扩展为 0°的情况下，EVS 中元素 m 和 n 之间的空间相关性（见参考文献［ThYo03］）

4.5.6　宽频带快衰落

与窄带情况相反，宽带情况下，到达波的相对时延与信道中信息的基本单元（符

号或比特）相比很大；因此，宽带信道通常通过一个信道脉冲响应建模，不同路径的数量是在窄带情况下得到的。

在视距的大多数情况下，第一条路径被建模为莱斯分布，因为这条路径包含了视距组件，所有其他的路径被建模为瑞利分布。这种方法已经在参考文献［Corr01］中提出过，第一条路径的莱斯因子是作为窄带莱斯因子、系统带宽、RMS 延迟扩展的一个函数而导出的。然而，上述提出的莱斯因子只适合于信道脉冲响应的特定结构。

另外一种克服建模参量带宽依赖性的方法是利用时变转移函数代替时变脉冲响应，如此以至于窄带模型的所有已知性能可以被应用（见参考文献［Corr01］，［Katt02］）。

参考文献［CaCo02］提出了一种在宽带瑞利或莱斯环境下通过 PDP 描述其衰落深度的特征的时域技术。接收功率的 PDF 为

$$p(s) = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{2K}{a_d^2} e^{-\frac{K(2x+1)}{a_d^2}} I_0\left(\frac{2K\sqrt{2x}}{a_d}\right) \sum_{m=2}^{M} \frac{(\lambda_m)^{M-3} e^{-\frac{s-x}{\lambda_m}}}{\prod_{\substack{k=2\\k\neq m}}^{M}(\lambda_m - \lambda_k)} dx \qquad (4.15)$$

式中，a_d 是视距路径的数量；K 是莱斯因子；I_0 是第一类零阶贝塞尔函数；λ_m 是协方差矩阵的特征值，是通过生成一个矩阵得到的，其中矩阵的元素是通过不同频率分量、在传递设备中所用的滤波器的频率响应以及由系统带宽决定的增值带宽的相关函数乘积给出的。

当 K 趋于 0 时，与第一条路径相关的莱斯分布退化为瑞利分布，因此，与非视距情况相一致。

通过利用这个模型，不同信道模型的衰落深度可以被简单地估计为不同的 PDP。当衰落深度被表示成莱斯因子、传输信道的系统带宽和 RMS 延迟扩展的乘积的函数时，可以得到如图 4.37 所示曲线图。

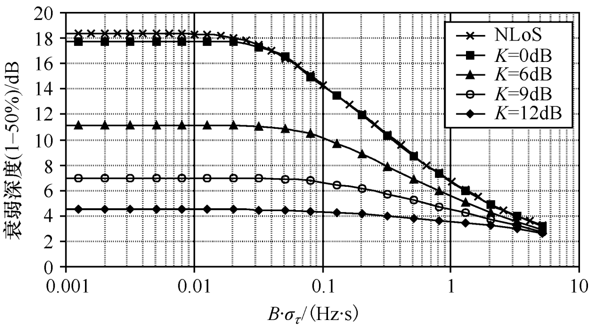


图 4.37　衰落深度的指数模型（见参考文献［CaCo02］）

图 4.37 所示的结果与衰减率等于 RMS 延迟扩展倒数的连续指数式衰减函数相一致，因此代表了信道模型的一个大型集合，通用于模拟传输信道。正如观察到的，对 K 的任意值，在 $B\sigma_\tau < 0.02\text{Hz}\cdot\text{s}$ 时衰落深度几乎保持不变。这与系统带宽低于传输信道相干带宽的情况相一致，其定义的频率相关性为 90%（见参考文献［Rapp86］），因此，信号是在平坦频率环境下。在 $B\sigma_\tau$ 值较大时，衰落深度随系统带宽的增加而减小。

参考文献［CaCo01］提出了一种不同的基于环境性能的方法，它对不同到达分量之间的传播路径长度的偏差测量更加精确。提出的这种方法，说明了传输路径长度的最大偏差 $\Delta l_{\max}$，并将莱斯因子作为一个参量，它允许通过一个简单的数学表达式估计在 p 和 50% 接收功率累积分布函数（CDF）之间测量的衰落深度。

$$FD_p(K,\ B\Delta l_{\max})_{[\mathrm{dB}]}=\begin{cases} S_p(K), & B\Delta l_{\max}\leqslant w_{b,p} \\ \dfrac{S_p(K)-A_{1,p}(K)}{1+A_{2,p}(K)\left[\log\left(\dfrac{B\Delta l_{\max}}{\omega_{b,p}}\right)\right]^{A_{3,p}(K)}}, & B\Delta l_{\max}>w_{b,p} \end{cases} \tag{4.16}$$

式中，$S_p(K)$、$A_{1,p}(K)$、$A_{2,p}(K)$ 和 $A_{3,p}(K)$ 是取决于 p 的 K 的函数；$w_{b,p}$是取决于 p 的一个断点值。

对 p 的任意给定值，函数 $S_p(K)$，$A_{1,p}(K)$，$A_{2,p}(K)$ 和 $A_{3,p}(K)$ 可以通过下式估计

$$S_{[\mathrm{dB}]}=\frac{(b_1-b_2)}{1+b_3\left(\dfrac{K_{[\mathrm{dB}]}}{10}-b_4\right)^{b_5}}+b_2 \tag{4.17}$$

$$A_{1[\mathrm{dB}]}=c_{11}\arctan(c_{12}K_{[\mathrm{dB}]}-c_{13})-c_{14} \tag{4.18}$$

$$A_2=c_{21}\left[\frac{\pi}{2}-\arctan(c_{22}K_{[\mathrm{dB}]}-c_{23})\right]+c_{24} \tag{4.19}$$

$$A_3=c_{31}\arctan(c_{32}K_{[\mathrm{dB}]}-c_{33})+c_{34} \tag{4.20}$$

其中，参数 $b_i(i=1,\ \cdots,\ 5)$ 和 $c_{jk}(j=1,\ \cdots,\ 3;\ k=1,\ \cdots,\ 4)$ 取决于 p 的值。$p=10\%$时，b_i 和 c_{jk}的值在表 4.9 中给出。在参考文献 [CaCo01] 和 [Card04] 中可以找到不同 p 的 b_i 和 c_{jk}值。

表 4.9　$p=10\%$时，参量 b_i 和 c_{jk}的值

S			A_1	A_2	A_3
b_1	8.080	c_{j1}	0.289	0.141	0.452
b_2	0.070	c_{j2}	0.225	0.338	0.180
b_3	0.690	c_{j3}	0.349	2.650	0.689
b_4	−0.410	c_{j4}	0.421	0.610	2.295
b_5	2.943				

因为物理和几何环境特征与传播信道的 PDP 之间有紧密的联系，可以在不同到达分量之间的传播路径长度的最大偏差和传播信道的 RMS 延迟伸展之间建立一个简单的关系，因此，连接了先前的 2 个模型（见参考文献 [CaCo03]）

$$\Delta l_{\max}=c\sigma_\tau\frac{K+1}{\sqrt{K}} \tag{4.21}$$

式中，c 是光速。

这允许用上述提出的任意方法估计一个给定环境的衰落深度，不管这个环境是由物理和几何性质定义还是由 PDP 定义。当允许用上述提出的任意方法时，不管是从环境特征开始还是从传播信道的 PDP 开始，这种简单方法对估计不同环境和不同系统带宽的衰落深度是有效的。

随着第三代系统的出现，数字信号处理硬件的改进，以及对大容量的日益增长的需求，空间域似乎是能增加系统容量的最后关键。这可以通过在基站、MT、或两者上同

时利用不同类型的天线来完成；因此，出现了新的天线技术和信号处理技术，包括智能天线、自适应或切换式波束、空间分集合成和 MIMO。

为利用这些技术达到期望的链路质量和系统容量，就算法实现方面已经做了很多工作；然而目前尚不明确通过不同系统，在不同的环境下，依靠不同的天线阵列即依赖它们的半功率波束宽度观察到的快衰落深度值。参考文献［CaCo04］中，扩展了参考文献［CaCo01］中的方法，它包含了天线辐射方向图的影响。相对于应用全向天线的情况，这种影响可以通过莱斯因子的变化和不同到达分量之间的传播路径长度的最大可能偏差建模。

作为天线半功率波束宽度的函数的莱斯因子 $\Delta K(\alpha_{3dB})$ 的变化，取决于 AoAs（或 AoDs）的统计分布和考虑的天线类型。假设一个理想的定向天线（假设天线在半功率波束宽度以内具有恒定功率且不为 0）和 AoAs（或 AoDs）的一个具有标准偏差 σ_s 的截断的高斯分布，ΔK（α_{3dB}）的值可以估计为

$$\Delta K\ (\alpha_{3dB})_{[dB]} = 10\lg\left[\frac{1-2Q\left(\dfrac{\pi}{\sigma_s}\right)}{1-2Q\left(\dfrac{\alpha_{3dB}}{2\sigma_s}\right)}\right] \tag{4.22}$$

式中，Q（·）是著名的 Q 函数（见参考文献［Carl86］）。

不同到达分量之间的传播路径长度的最大可能偏差的变化取决于考虑的散射模型，例：通常利用以几何学为基础的随机信道模型（GSCM），椭圆的和圆的是模拟微、微微和宏蜂窝网的最普遍的模型。参考文献［CaCo04］中的结果阐明了这种方法。

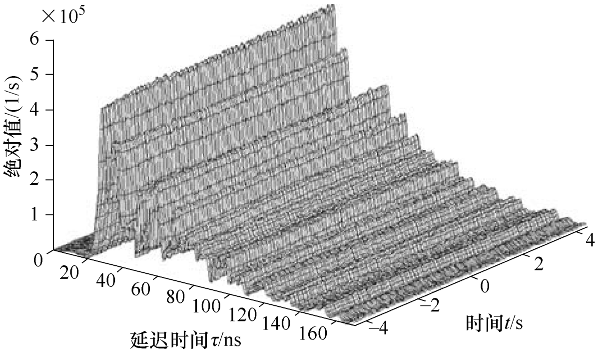
关于时变无线电信号测量和建模的参考文献中，通常限制在静态环境中移动发送者或接收者。对实用性的应用，像手机，这显然是很现实的。由于移动散射体的横截面相对固定散射体要小，尽管移动的散射体一直存在，但是它们的影响都被忽略了，至少在室外环境中被忽略了（见参考文献［Cox73］）。

对室内环境，移动物体（人、门、窗等）的散射横截面相对固定散射体而言仍然不能被忽略。而且，对一些应用，例如：无线局域网，在操作时 MT 通常是固定的，然而一些散射体通常是在环境中移动的（见参考文献［KaFr01］）。

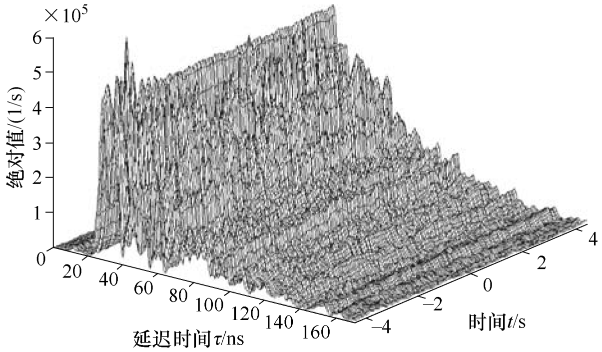
少数对移动散射体的研究可以在与窄带信道的瞬时功率影响有关的文献中找到，例如：参考文献［HMVT94］。对一个更广泛也更普遍的方法而言，宽带测量十分必要。为了达到这个目的，在实验室中完成了宽带测量，其中发射和接收天线之间的距离为 6.6m（见参考文献［KaFr01］）。部分视距路径被家具和实验设备所阻碍。在大多数的测量中，由 3 个人担当了移动散射体。

在 1.8GHz，5.2GHz 和 17.2GHz，带宽为 600MHz 的情况下进行了系统的测量。由测量值可以看出，在天线移动的情况下，有根本不同的衰落特性和时变脉冲响应形状。这种根本不同导出了一个结论，即不允许（尽管经常这样做）不加鉴别地将从具有线性移动天线的信道的调查中找到的结果和模型，应用到另外一个静态环境中的移动散射体上，如图 4.38 和图 4.39 所示。

从全局上看，这些结果已经表明移动散射体的影响不能像经常做的那样被忽略。就



a) 静态环境



b) 移动散射体

图 4.38　在 1.8GHz，固定天线下的时变脉冲响应（见参考文献［KaFr01］）

移动散射体和/或移动天线对信道特性的频率依赖而言，通过 3 个不同频带的比较没有发现根本的区别。

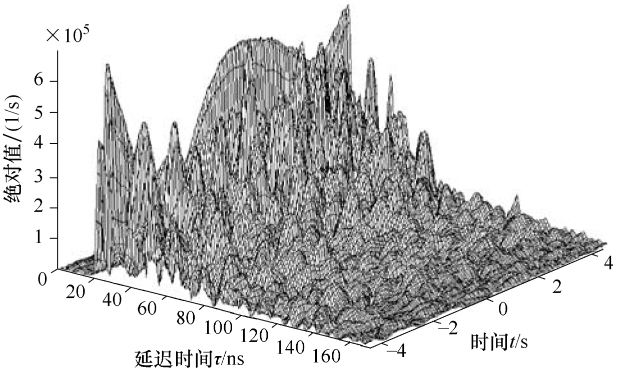
作为一个主要的结论，可以表述为，对于一个统计学模型，将一个著名的适用于具有移动发射机或接收机的信道模型，不经任何改变应用到具有移动散射体的信道显然是不现实的。

4.5.7　时间和角扩散

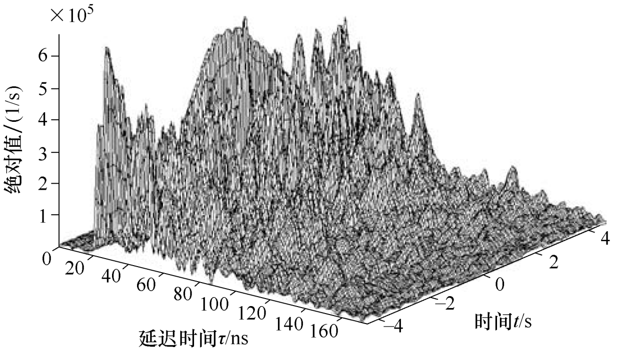
一些大的测量活动是在传输场景或环境或频带的对照的情况下进行的。其他的文献想要覆盖更多的稀有场景或主题。所有的文献都包含了移动无线电信道的时间扩散和角扩散数据，不是通过从它聚集的上下文中将数据移除来选择。因此将本章节分为几个小部分，环境和频带的分别比较，以建模为基础的特征描述，簇的特征，扩散的散射功率，假定的静态环境和特殊环境。

1. 移动无线电环境之间的比较

一些 COST 273 的参与者报告了包括不同传输环境的大量的测量活动。这使得不同环境间相似性和区别的研究成为可能。Salous 和 Hinostroza 在曼彻斯特，英国的 7 个室内和室外到室内的环境中实施了大量的测量活动，其环境包括健身房、实验室、楼层到



a) 静态环境



b) 移动散射

图 4.39　在 1.8GHz，移动天线下的时变脉冲响应（见参考文献［KaFr01］）

楼层和建筑物到建筑物之间的链路（见参考文献［SaHi03］）。该测量是利用曼彻斯特理工大学专有的线性调频脉冲探测器在 2.35GHz，频带宽度为 300MHz 的条件下进行的；规定的总的动态要好于 40dB。从测量结果，可以断定路径损耗、功率延迟剖面、时延扩展和相干带宽。其中，相干带宽范围从 20～250MHz，在延迟为 800ms 时 RMS 延迟扩展从 25～150ns。对房间、大厅和楼层到楼层之间的链路来说，莱斯分布最适合时延扩展分布，对建筑物内部走廊的视距环境来说，对数正态分布最适合。作者注意到延迟扩展对限幅电平有明显的依赖性：只考虑强于瞬时最大振幅 −20dB 的多径分量，这时的时延扩展均值大约为 27ns，当给定一个 35dB 的瞬时动态范围时，这个数值变为 44ns（见参考文献［SaHi03］）。

在 5.2GHz 频段，对在 Lund、Sweden、Wyne 等的室外-室内环境的测量结果显示了小的分散数字（见参考文献［WAKE04］），尽管这能很好地符合测量设备的几何学，但对不同频带作用不大。面对 TX 的房间的 RMS 延迟扩展的均值为 7～10ns，在反面的房间的 RMS 延迟扩展的均值为 12～14ns，走廊之间的 RMS 延迟扩展的均值为 8～12ns。到达角的扩展几乎不取决于接收机或发送机的位置（大约 0.24π 或 14 度），但是离开角的扩展明显取决于发射机的位置，从 0.03～0.08π 或 1.6°～4.4°（见

参考文献［WAKE04］）。

Kolmonen 等对 5.3GHz 时的不同环境的扩展进行了比较（见参考文献［KKVV05］）。他们对典型的室内，室外-室内和微蜂窝以及宏蜂窝城市环境（Helsinki 市中心）进行了大量的测量活动。对微型蜂窝环境，接收天线被放置的位置远远高于周围屋顶。作为一个快速并稳健的方法，可以利用双极化天线阵列，通过波束成形可以分别恢复接收端和发送端的方向信息。通过这个方法，可以根据 3GGP TR25.966 估计高度和方位角的角度扩展。首先，表 4.10 给出了个别环境下的角度扩展结果，这个结果显示了除了在室内环境下，发射端与接收端的结果在数值上可以相比较以外，发射端的角度扩展比接收端的要小。没有讨论天线操作的角方位的不同造成的影响。

表 4.10　不同测量环境下的角扩展度（在参考文献［KKVV05］之后）

环　　境	接收端方位角扩展（°）	发射端方位角扩展（°）	接收端高度角扩展（°）	发射端高度角扩展（°）
室内	37.3	40.0	7.0	6.3
室外-室内	39.2	7.0	5.8	2.2
微蜂窝（视距）	28.9	5.1	2.5	1.3
微蜂窝（非视距）	40.3	12.6	4.7	2.5
宏蜂窝	52.3	7.6	7.7	1.7

在非常相似的环境下，Kainulainen 等在 5.3GHz 下做了一个大的极化调查，确定交叉极化功率比（XPR）以及同极性与相反极性链路之间的交叉相关系数。在所有环境中，交叉极化功率比大致服从对数正态分布，但是均值和标准差不同，见表 4.11。对非视距链路，接收端和发射端的交叉相关系数很低，在 0.26 ~ 0.45 之间。在视距微蜂窝环境下，其范围为 0.51 ~ 0.62，见表 4.12。

表 4.11　在 5.3GHz 时，不同环境下交叉极化功率比的均值和标准差

（在参考文献［KaVV05］之后）

环　　境	交叉极化功率比均值（垂直）/dB	交叉极化功率比标准差（垂直）/dB	交叉极化功率比均值（平行）/dB	交叉极化功率比标准差（平行）/dB
室内微微蜂窝网 1	4.5	2.3	5.8	2.9
室内微微蜂窝网 2	4.9	2.3	5.7	2.4
室外-室内	6.2	3.9	7.3	3.3
微蜂窝网（视距）	8.6	1.8	9.5	2.3
微蜂窝网（非视距）	8.0	1.8	6.9	2.8
宏蜂窝网（非视距）	7.6	3.4	2.3	3.1

同一地区的微蜂窝和宏蜂窝场景之间的区别是 Hugl 等调查的主题（见参考文献［HuKL02］）。他们在一个建筑物密集的城市环境中，有 6 ~ 7 层楼的赫尔辛基市中心，通过改变基站天线的高度来研究作为媒介的信道的平均到达角的影响。考虑到宏蜂窝或

表4.12 在5.3GHz时，不同环境下交叉极化的交叉相关系数均值
（在参考文献［KaVV05］之后）

环　　境	发送相关		接收相关	
	ρ（h_{VV}，h_{VH}）均值	ρ（h_{HH}，h_{HV}）均值	ρ（h_{VV}，h_{HV}）均值	ρ（h_{HH}，h_{VH}）均值
室内微微蜂窝网1	0.30	0.31	0.35	0.30
室内微微蜂窝网2	0.26	0.28	0.29	0.32
室外-室内	0.35	0.37	0.37	0.45
微蜂窝网（视距）	0.52	0.56	0.51	0.62
微蜂窝网（非视距）	0.39	0.40	0.37	0.45
宏蜂窝网（非视距）	0.30	0.33	0.35	0.31

微蜂窝覆盖，基站天线高度为高于屋顶10m或在屋顶附近。20km的测量路径覆盖了在基站120°的扇区内，相当于1.5km的距离内的所有可以到达的街道。作者利用一个Bartlett波束成形来决定主导到达角并与几何到达角即发射机和接收机之间的直线角度相比较。对于宏蜂窝系统天线布置，主导到达角和几何到达角匹配得非常好，如图4.40所示。然而，对于微蜂窝系统装置，两者有很大的差距。作者认为这是由在屋顶上的传播和街道之间的传播的不同所引起的。向下倾斜的接收天线可以作为一个附加的因素纳入，以排除在基站下面的屋顶上的传播分量。

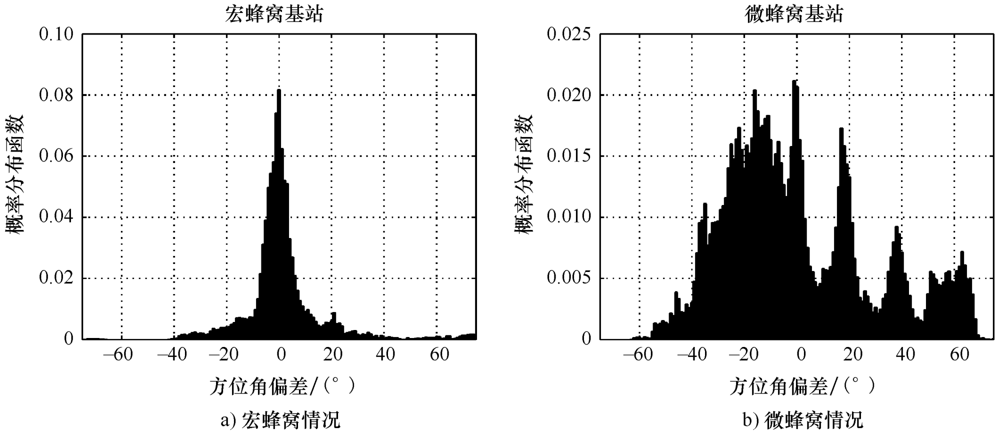


图4.40 主导到达角和几何到达角之间的偏差（在参考文献［HuKL02］之后）

2. 频带色散依赖

对现有的系统带宽，一般假设统计信道特性的变化不会超过系统带宽。对于在不同波段上的运作，例如：UMTS FDD操作或多频带OFDM，以及对超宽带应用，这种不变性是不明确的。为了研究室内传播的频率相关性，Jämsä等测量了一个总带宽为10GHz，中心频率大约为6GHz的延迟扩展并与一些带宽为500MHz的子波段的结果相比较（见参考文献［JäHH04］）。同样，他把从10GHz上剪下的500MHz带宽的测量值的估计结

果与在最大频率分解单独测量的 500MHz 测量值的估计结果相比较，用 1601 个频率点代替 81 个。全分辨率扫描显示了更高的动态范围，但是作者推断超宽带测量可以被用于窄带建模，通过利用不同次波段的相同数据可以得到附加的好处。关于频率依赖性，他们论述为除了信号强度对频带的强依赖性，没有发现关于频率的真实趋势。尽管，通常延迟扩展倾向于随频率的递增而递减，见表 4.13。

表 4.13　在一个空房间中，在视距和非视距的条件下，测量不同频带的室内 RMS 延迟扩展

中心频率/GHz	带宽/MHz	RMS 延迟扩展视距/[ns] 超宽带	RMS 延迟扩展非视距/[ns] 超宽带	RMS 延迟扩展视距/[ns] 宽带	RMS 延迟扩展非视距/[ns] 宽带
1.25	500	6.3	8.4	10.9	11.3
5.25	500	4.5	7.4	10.4	7.3
10.75	500	3.4	5.9	8.6	—
6	10000	6.4	6.2	—	—

注：超宽带结果是从完整的 10GHz 范围切割的部分波段结果，宽带结果是在 500MHz 上单独扫描（在参考文献［JäHH04］之后）。

Liu 等研究了在中心频率为 6.85GHz，带宽为 7.5GHz 情况下的相似带宽的空间相关性。他们的目标是确定多频带 OFDM（MB-OFDM）应用的实际天线间隔（见参考文献［LAME05］）。测量是在一个 $6 \times 6m^2$ 的单独工作间里进行的。保证空间相关系数小于 0.6 的距离从 4GHz 时的 2.2cm 下降到 10GHz 的 0.4cm，粗略地与频率成反比。就相关距离而言，LoS 和 NLoS 之间的差别是次要的，其中，后者通过在接收端和发射端之间放置一个大的接地铝片来获得。

Bultitude 和 Schenk 测量了在 1.9GHz 和 5.8GHz，在曼哈顿电网和在渥太华市中心的以非视距传输为主要媒介的大城市的信道（见参考文献［Bult02a］，［SBAP02］）。测量值是在带宽为 10MHz 时，在一辆货车的顶部获得的，并且测量中货车运动的距离达 1km。为了能够分开平行街道和垂直街道，数据分析是根据每条街道做的。Bultitude 和 Schenk 发现在 5.8GHz 有一致的低延迟扩展（低 16%）和大的相干带宽。在 1.9GHz 和 5.8GHz 延迟扩展均值分别为 213ns 和 184ns。一致的单边相干带宽大约在 1.8MHz 和 1.9MHz。他们将这个部分归于高频引起的高衍射损耗。在高频菲涅尔带同样很小，但是并不明确这是否能导致多径分量的更好的传播条件或较少的有效散射体（见参考文献［Bult02a］）。

Salous 和 Gokalp 在曼彻斯特市中心（见参考文献［SaGo01］），Foo 等在布里斯托尔市中心和郊外（见参考文献［FBKE02］）分别调查了城市环境下 UMTS FDD 双工带之间的差异。Salous 和 Gokalp 利用 UMIST 的专用信道探测器分别在中心频率为 1950MHz 和 2140MHz 的两个 60MHz 的频带同时对行人和车辆的信道分别测量其 UMTS 的上行链路和下行链路。对照 2 个频带以及 60MHz 频带中 5MHz 子频带的测量结果，作者注意到子频带或频带间的频率依赖偏差是由信道的偏离量所决定的。对于延迟扩展结果，在 NLoS 中比在 LoS 环境中子带宽的方差要大，上行链路和下行链路的差距在稠密散射的

环境中要比在稀疏散射的环境中大。注意到子频带或频带之间的频差比混合数据文件表面上的要大。大概因为在这些情况下色散是最强的，这些偏差在最大范围或最小链路预算时是最大的（见参考文献［SaGo01］）。

后一个结论同样是 Foo 等得到的（见参考文献［FBKE02］）。在这种情况下，以 1920MHz 和 2120MHz 为中心频率的两个 20MHz 频带同时通过一个移动车辆测量。利用一个 2 维一元 ESPRIT 算法估计到达时间、到达角度和多径分量的功率。当对照两个频带时可以在时间和角度上看到不同的响应。两个环境和两个频带之间最大的不同是（方位角）角扩散，两个频带之间有强的解相关。在城市环境中比在郊区中更富有散射，从大的角扩展测得城市环境的解相关非常强。作者从他们的发现中推断在散射非常多的环境中基于上行链路测量的下行波束成形是次优化的（见参考文献［FBKE02］）。

3. 以模型为基础的特征描述

最一般的描述移动无线电环境的方法是通过测量值。然而，对简单的用户场景和简单的建造环境，分析模型仍然可以提供对基本现象的洞察。Hansen 估计 $1m^3$ 的房间的功率延迟剖面以建模短距离通信，正如在 WLAN 或 Ad-Hoc 网络中的应用（见参考文献［Hans03］）。基于射线追踪理论，并假设极化充分混合、传输方差均匀分布、散射路径随机分布，得到了立方体的具有 $\exp(-\tau/\sigma_\tau)$ 形状的功率延迟剖面：

$$\sigma_t = (2d\xi_\tau)^{-1} \tag{4.23}$$

反过来，$d=-\ln(d_E)$，其中，d_E 为反射衰减均值，ξ_τ 代表房间大小，用每单位时间墙壁之间相互作用的次数表示。关于指数式衰减，σ_τ 等于延迟扩展。Hansen 以为延迟扩展是关于建模不精确度的一个强健的参量，并以为因此导出的模型是一个对许多传播场景好的近似。他将他的模型与在 5.25GHz，带宽 100MHz 的情况下，在一个办公室环境的房间或走廊中的测量值相比较。测量的 RMS 时延扩展值很小，在 7～13ns 之间。所得的解析值完全可以作为上界，因为这些值通常超出测量值一个标准差或更多（见参考文献［Hans03］）。

与 Hansen 的方法相对照，因为大多数的现实环境都太复杂，不能利用解析信道模型，Fügen 等致力于改进仿真工具（见参考文献［FMDW03］）。他们在没有高建筑物的卡尔斯鲁厄市的宏蜂窝环境中超过大约 $500\times700m^2$ 的区域，利用卡尔斯鲁厄大学专有的三维射线跟踪工具仿真。仿真包含了多径反射，多径衍射以及两者的结合。基站放置在 25.5m 的高度，远高于建筑物高度的平均水平 12.5m，载波频率为 2GHz。结果显示 MT 端的角扩散在街道交叉比在街道之间要高很多。同样，作者在 MT 端和基站建模了延迟和角度扩展，与一个基站和 MT 之间的距离的负指数函数相抵消。缺点是建模的延迟扩展随距离下降。

4. 簇内色散

第 6.8 节提出的散射体簇的概念已经纳入无线信道建模，用于缓和和改善移动信道特性的统计性描述。在这个概念中散射环境被看作是由散射体集中度的分布式集合所组成的。散射物体的这些簇的特性的描述是由 COST 273 中的若干分组承担的。Chong 等人在 5.2GHz，带宽 120MHz 的情况下，在一个大的办公室和空地上在办公时间进行了测量。利用一个用于估计多径分量的 FD-SAGE，通过一个 2 维高斯核密度估计器聚合

时延-方位角估计值；一个簇被定义为一组具有相似附加时延和到达角的多径分量。Chong 等人提出了一个簇模型，这将在 MIMO 建模的章节中讨论，在这个模型中时域和空间域对阻碍视距（Obstructed Line-of-Sight，OLoS）和非视距（NLoS）链路是独立的，但对视距链路是耦合的。对视距链路，簇内的边缘功率密度分布是具有附加延迟的指数式衰减，也是方位角功率密度的拉普拉斯算子，如图 4.41 所示。

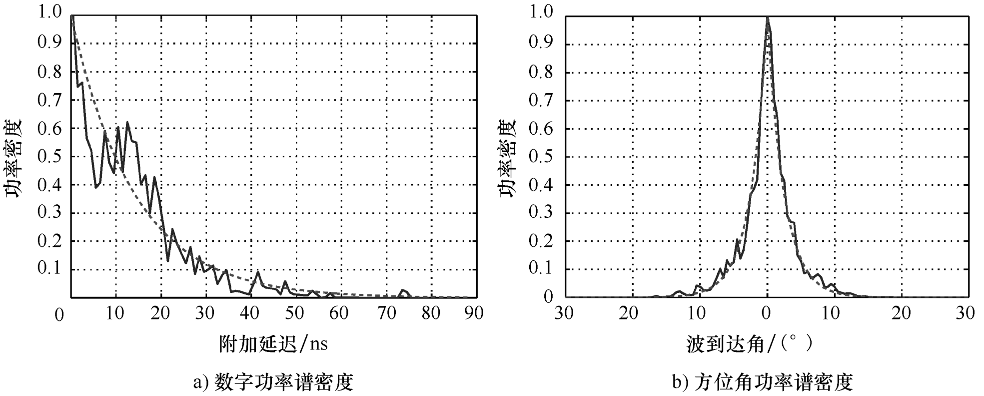


图 4.41　视距环境下的簇内的边缘功率密度分布，测量出的（实线）与建模得到的（虚线）的比较（在参考文献［CTLM02］之后）

Czink 和 Yin 提出了一种替代方法，利用 Bartlett 波束成形在到达角-离开角域来粗糙地确定簇。相应到达角和离开角的 SAGE 估计来源于瞬时信道实现，并将利用这个簇信息进行选择（见参考文献［CzYi05］)。从簇估计中，可以计算角度扩展。从综合资料上看，扩展估计结果几乎是合理无误的。作者认为接收端和发射端的簇内角度扩展的测量数据不同（见参考文献［CBYF05］)，很可能是由于走廊中发射天线的位置，如图 4.42 所示。这种方法是对早期基于固有信道的到达角-离开角估计值尝试的一种改进（见参考文献［CHÖB04］)，这种尝试一致的低估了簇扩散。

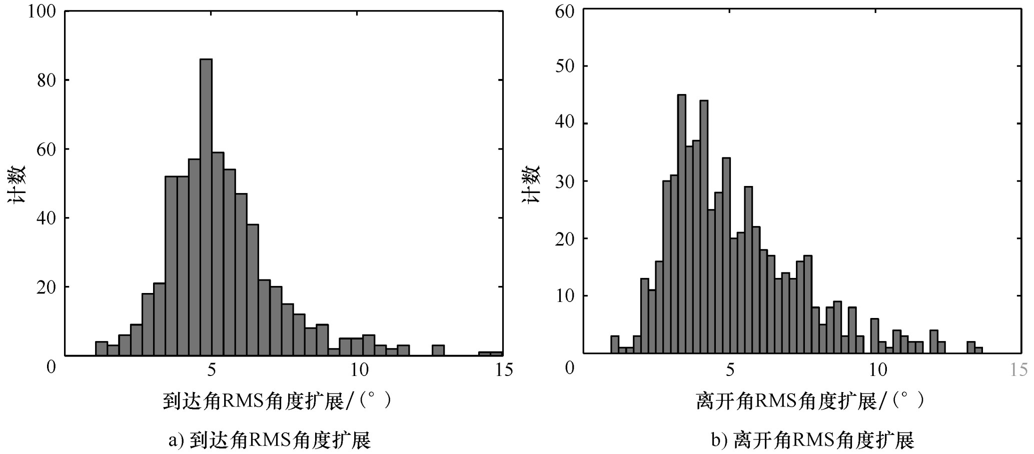


图 4.42　对室内测量数据估计的簇角度扩展的直方图（在参考文献［CBYF05］之后）

在从 3.1 ~ 10.6GHz 的超宽带，在一个木制的日本居住房屋内，Haneda 等同样确定了簇特性。利用 SAGE 算法提取了总共 100 条路径，联合检测延迟-到达角（方位角）。结果在表 4.14 中给出，并比上面用文件证明的结果要低，这可能是由于短路径、轻型结构和相对小的建筑物大小的原因。表 4.14 最后一列的记录指的是可以由 SAGE 算法恢复的功率大小，这表明大约有 1/4 ~ 1/2 的功率不能被模拟。

表 4.14 居住环境的 UWB 簇特性（在参考文献［HaTK05］以后）

场景	簇序号	路径/簇的序号	延迟扩展/ns	角度扩展/(°)	部分功率/(%)
房间	7	3 ~ 24	0.95 ~ 1.38	1.9 ~ 4.5	73.4
房间-走廊（OLOS）	6	5 ~ 23	0.54 ~ 1.51	2.4 ~ 6.7	50.2
房间-走廊（NLOS）	6	3 ~ 27	0.64 ~ 1.65	0.9 ~ 6.4	50.2
房间之间（NLOS）	8	6 ~ 20	0.21 ~ 1.28	1.8 ~ 6.3	66.8
楼层之间（NLOS）	10	3 ~ 25	0.07 ~ 1.28	3.0 ~ 18.2	50.6
室内-室外（OLOS）	3	15 ~ 40	0.25 ~ 2.30	3.1 ~ 7.6	73.8
室内-室外（NLOS）	3	21 ~ 26	0.10 ~ 2.07	2.7 ~ 7.1	81.3

5. 漫散射功率

在移动传播环境中的漫散射功率的大小问题仍然在很大程度上未得到解决。这对高分辨率参量估计应用有重要意义，从 MIMO 容量的观点看，一般假设为一个离散的散射体模型。

Degli-Esposti 等人在城市环境中，通过从检查建模方面到漫散射分量确定延迟和角度扩展的范围来处理这个问题（见参考文献［DSGK02］）。他们通过将测量结果与 3 维射线跟踪的结果相比较来实施这个方案。测量数据是在 2154MHz 的频率下，在赫尔辛基市中心，沿着水边，在高层建筑物之间得到的。射线跟踪算法的应用是基于一个完全的 3 维成像射线跟踪技术（见参考文献［DDFR94］）将有效粗糙度方法与漫散射相合并（见参考文献［Degl01］，［DFVG05a］）。方位角的角扩展预测报告在总体上是好的。延迟扩展预测同样很好；图 4.43 显示了一个准视距路径的测量结果。在这种情况下，作者推断对横跨港湾的远距离建筑物之间的漫散射建模可以帮助测量路径上延迟扩展分布的重建。但是，对大约 10% 的路径，模型运行结果不好，尤其是在基站在屋顶之上并且手机陷入高层城市环境中的时候。Degli-Esposti 等人假定在这些情况下，建筑物数据库可能是错误的（见 4.3 节）并且/或者在射线跟踪中没有考虑足够多的建筑物，因此远距离散射体不再发挥作用（见参考文献［DSGK02］）。

Trautwein 等人提出了一种分析大量测量值的方法（见参考文献［TLST05］）。他们利用早先 Richter 和 Thomä 提出的联合估计到达角、离开角、时延、多普勒和极化特性的 Rimax 估计算法量化了漫散射功率的大小（见参考文献［TLRT05a］），同样见 4.4 节。在从信道转移减去估计的相关信息后，算法利用延迟域用参数将误差引进噪声，并得到了一个指数衰减散射功率。假设这个功率包含了所有的漫反射多径分量（Diffuse

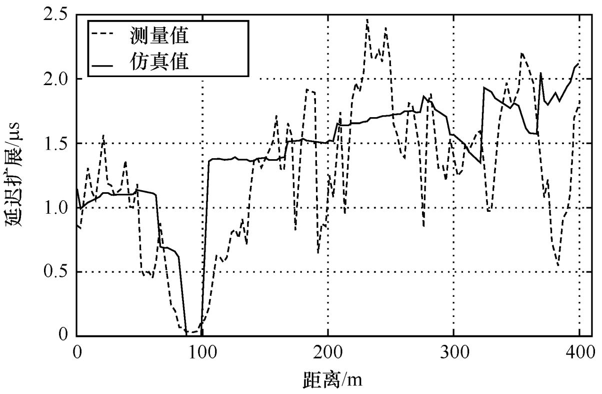


图 4.43　延迟扩展的测量值和由射线追踪模拟得到的值的比较
（在参考文献［DSGK02］之后）

Multipath Components，DMC）。环境之间有较大差异：在一个户外的小宏单元，反射功率与漫散射功率分量比值的中值是 14dB，而在 München 的一个大的有金属支撑结构的铁路大厅反射功率与漫散射功率分量的比值是 −10.3dB。表 4.15 给出了一些其他的环境（例如，城市微小区街道和广场、室内礼堂大厅以及公路桥微微小区）彼此之间的功率比。在具有数额较大的 DMC 功率的环境中与在具有相对较高的功率的环境中相比，估计器趋向于找到较少的反射分量。

Trautwein 等人的关于漫散射功率在一些环境中不能被忽略的观察报告同样在 COST 273 中被其他人提到过，即他们的经验认为似乎存在一个关于可以被高分辨率估计器捕获的功率值上限。Wyne 等人恢复一个室外-室内有 40 个多径分量环境下的功率，在最坏的情况下恢复了 60%，平均恢复率在 85% 左右，最可能的提取率在 90% 左右（见参考文献［WAKE04］）。Haneda 等人发现尽管他们强制地计算了 100 个反射分量，尽管在高时间分辨率的条件下（见参考文献［HaTK05］），在室内数据也要略微的低一点，在 50% ~80% 之间，见表 4.15。

表 4.15　路径的数据以及不同环境下的反射和散射分量功率比

（在参考文献［TLST05］之后）

环境	路径数据		反射/DMC 功率比				
	均值/dB	方差/dB	均值/dB	方差/dB	10%/dB	50%/dB	90%/dB
小的城市宏蜂窝	44.4	5.4	13.1	3.4	8.1	14.0	17.0
城市微蜂窝	20.3	5.5	3.6	4.2	−2.1	3.7	9.0
城市微蜂窝	17.1	6.0	0.9	4.1	−4.1	0.4	6.8
城市微蜂窝，广场	19.5	4.8	−0.3	5.0	−6.1	−1.2	7.8
城市微蜂窝，广场	27.1	5.0	7.7	3.0	3.6	7.7	11.6
城市微蜂窝，广场	30.2	6.1	2.1	3.8	−2.1	1.7	7.6

（续）

环　　境	路 径 数 据		反射/DMC 功率比				
	均值/dB	方差/dB	均值/dB	方差/dB	10%/dB	50%/dB	90%/dB
室内微蜂大厅	26.3	7.1	0.8	3.6	-4.6	1.3	5.2
热点火车站	20.4	4.9	-11.3	4.5	-19.0	-10.3	-6.5
热点火车站	21.9	7.4	-9.2	6.9	-19.2	-9.0	0.4
微微区高斯公路	20.5	6.1	8.5	5.2	1.1	9.2	14.5

6. 静态信道

Kattenbach 和 Früchting 调查了移动散射体相对于移动接收天线的运动对信道的影响（见参考文献［KaFr01］）。为了这个目的，他们在 3 个不同的频段 1.8GHz，5.2GHz 和 17.2GHz 分别进行了测量，带宽为 600MHz，为了达到好的时间分辨率，利用了一个专有的阶梯式的频率关联探测器。在房间中走动的人们担任移动的散射体，对静态信道的作用是很明显的。同样，在起源于例如建筑物的构造一部分的同样多的多径路径下，随时间变化的振幅变化显然要比相位波动明显，其中，建筑物是根本不变的。移动散射体的影响也明显地不同于接收机运动的时变信道的特性。因此，Kattenbach 和 Früchting 推断有移动散射体的信道应该与那些由于接收机变化只显示时变特性的建模不同。对建模时间相关，移动散射体可以不考虑其数量而被忽略，但是当建模振幅和相位变化时不能忽略移动散射体的影响。作者在这 3 个测量频带上没有发现基本频率依赖性。

Medbo、Berg 和 Harrysson 特别建模了在非视距无线局域网场景下，接收机不运动时的时间变化（见参考文献［MeBH04］）。整晚 15h，在 5.25GHz，频带宽度 200MHz 的情况下用一个矢量网络分析仪每 5s 扫描一次，得到了测量数据。看到的变化被认为是由于任意端的天线附近的人移动所引起的。终端机被放置在靠近走廊的一个房间中，基站/接入点在走廊上。他们用一个偏差参量 p：总功率描述测量的转移变化，p 作为时间间隔的函数，在测量的转移频谱的平均偏差中，均值决定了间隔在 1000s 以上，即，100 个次测量值。总的接收功率本身显示了在超过 15h 的时间内非常恒定。在夜间，没有人在周围，p 相对于总接收功率大约为 -50dB；在白天，个别情况下高于 -10dB，如图 4.44 所示。作者建议利用 p 作为一个非静态测量环境的指示器，例如在 MIMO 测量中（见参考文献［MeBH04］）。信道动态的 2 个不同起因是可以鉴别的，干扰并伴随低多普勒频移和干扰伴随高多普勒频移，最可能与站或坐在靠近任意一端天线处的人们有关，第二点是由于从旁边走过的人们。Medbo、Berg 和 Harrysson 将变化建模为移动的人的影响，包括一个圆柱散射和一个简化为刀口衍射的阴影分量。参考文献［MeBH04］给出了测量值和模型之间良好的一致性报告。

Skentos 等人检查了在视距传播条件下，在雅典的一条宽并且热闹的街上的静态房顶-街道场景（见参考文献［SKPC04］）。接收机在一个高 10m 的楼顶上，发射机在距地面 1.9m 的 4 个不同位置，发射机之间的距离为 115～236m。载波频率为 5.2GHz，带宽为 120MHz，在两端都应用了 8 个元素的均匀线性阵列。这些数据是利用功率延迟剖

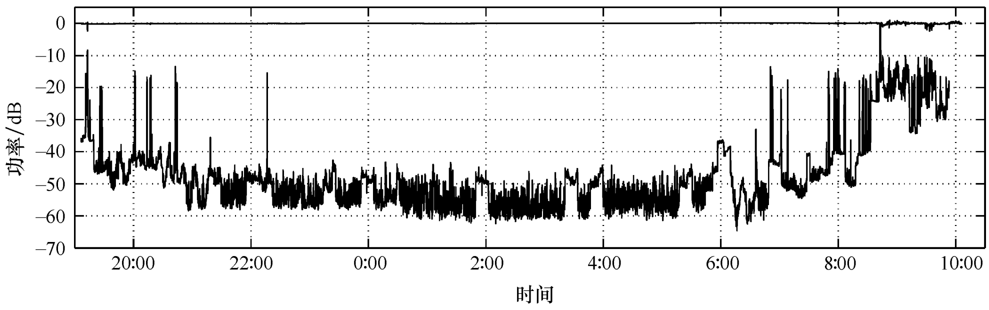


图 4.44 在夜间的总宽带功率（上曲线）和时变功率（下曲线）
（在参考文献［MeBH04］之后）

面的一个功率相关测量标准，对广义平稳性的测试，在所有的 64 条 SISO 链路上取的平均值。关于测量时间的相关系数的门限被设置为 0.75，所有的数据都通过了。时间色散的基准值是平均超过时延 25ns，RMS 时延扩展为 42ns。测量信道随时间缓慢变化，观察到的多普勒最大的频移为大约 1.5Hz。在屋顶放置的接收机比在街道上放置的发射机的角度色散要小。在方位角-延迟平面多径分量的簇集对发射机和接收机都是明显的，但是没有提取出任何簇参量（见参考文献［SKPC04］）。Skentos 等人同样调查了屋顶-屋顶的链路，作为一个典型的固定无线接入场景。在这种情况下，发现色散很小，在载波频率为 5.2GHz 时最大多普勒频移为 0.63Hz（见参考文献［SkCK05］）。

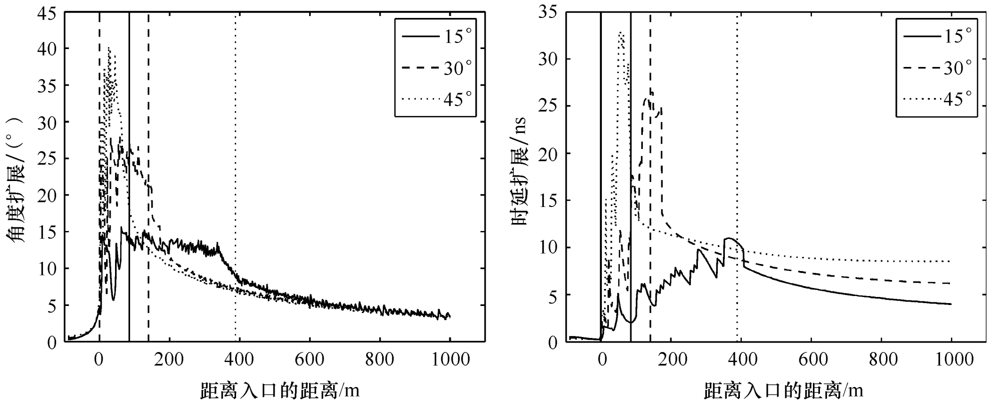
在静态环境下的另一个实验是由 Marques 等人实施的（见参考文献［MPKZ01］）。他们在 1.7GHz，带宽为 30MHz 时，在杜伊斯堡，基站位于屋顶之上，MT 在街道中静止，路径长度在 20 ~ 320m 之间时，确定了相关时间。在相关系数低于 0.9 时，在具有相同时间偏移的测量点平均来看，频率范围的相干性在相关系数低于 0.9 时便不存在。作者发现中值一致性的周期长度在 4.3 ~ 6s 之间，这取决于所在的位置。

7. 特殊室外环境的特征描述

Kemp 和 Bryant 应用蓝牙技术在 2.4GHz 的工业、科学和医学频带（ISM），在工业环境下调查了具有丰富散射的环境（见参考文献［KeBr05］）。路径长度因此相对较短，在一个石油化学工厂大约为 20m，与多层建筑物并排的停车场大约为 80m，在一个配电变压器站能达到 250m。延迟扩展和误比特率是通过 120 000 个片段决定的，这些片段的大多数来自石油化学工厂。正如这些设备与普通蓝牙器械相比有很高的传输功率，在处理过程中，脉冲响应可以被限制在 30dB 的瞬时动态范围内。石油化学工厂的平均延迟扩展是 38ns，变电厂为 88ns，停车场为 76ns。在停车场的结果的变化比在其他环境高 2 个数量级。作者将这个归于两个明显不同的反射过程的存在，车之间的反射在附近，以米计量；建筑物之间的反射大约有 100m 远，以百米计量（见参考文献［KeBr05］）。

相比之下，在 60GHz 的室内环境应该会比较好建模，正如 Geng 等人（见参考文献［GKZV05］）报导的。从在赫尔辛基科技大学校园测得的方向图，他们推断在视距情况下，信道可以通过直接通路和一阶反射很好地描述。在非视距情况下，衍射是主要的传播机制。

在隧道的入口后面存在一种非静态传输条件下的特殊情况，Molina-García-Pardo 等人调查了这种称为“激励区”（见参考文献［MaLD94］）的过渡结构，他们利用 UTD 射线跟踪检验一个横截面积为 8.5×5.2m² （宽×高）的矩形直线隧道的前 100m 的路径损耗、延迟扩展和角扩展（见参考文献［MoRJL03］）。在 2.1GHz，发射机放置在距离入口 100m 的隧道中心线上的 3 个不同的高度，相应的高度角为 15°、30°和 45°。在激发区，路径损耗、延迟扩展和角扩展激烈的变化。角扩展在激励区的开始达到最大变迁值，延迟扩展在最后达到，如图 4.45 所示。激励区的长度取决于发射机的高度角，正如扩展的最大变迁值一样：高度角越小，激励区越长，扩展的最大变迁值越小。



a) 角度扩散　　　　b) 延迟扩散

图 4.45　在 3 个不同的发射机高度角：15°、30°和 45°（实线、虚线、点线）下，隧道入口后面的激励区的角度和延迟扩展

注：隧道入口在 0m 处，垂直线表明各自激励区的终点（在参考文献［MoRJL03］之后）。

4.5.8　衰落预测

1. 介绍

在移动无线电系统工程中，如果能用过去和现在的测量值预测信道衰减特性，这将是一个优势。衰落特性预测在控制简单接收机处相对简单的复合设计时有很多应用前景（见参考文献［AJJF99］）。另一个设想是在对信道了解不充分或信道状态信息更新速度很慢的条件下利用发送分集（见参考文献［DuHH00］）。预测信道状态可以缓和对频率信道状态更新的需求。

这个想法已经被一些作者采纳。早期的出版物主要考虑窄带情况（见参考文献［EyDH98］，［HwWi98］，［AJJF99］），但是后来的也涉及到宽频带方面（见参考文献［SeKa02b］）。许多出版物给出了有限的可达预测范围，在理想的情况下，一般从几分之一波长到大约一个波长（见参考文献［AJJF99］，［Teal01］，［Ekma02］，［SeKa03］）。

2. 衰落预测的原理

作为衰落预测原理的一个例子，在这里我们仍然考虑窄带的情况。以后将讨论扩展到宽频带的情况，宽频带的情况只有 Semmelrodt 和 Kattenbach 最近研究过（见参考文献

[SeKa02b])。信道预测的通常方法是在复杂衰落信号上做频率分析，例如，利用高分辨率频谱估计策略如 ESPRIT 或者 root-MUSIC。构成正弦曲线的信号可以很容易推测出，预测信号由目前推断得到的正弦曲线的线性组合形成，就像在原始信号中一样，如图 4.46 所示。这种方法的吸引力在于实际中有很多频率分析工具可以利用，例如参考文献 [StMo97] 中讲到的，同样也在于对结果的物理解释。正弦分量可以容易地鉴别出多普勒分量（见参考文献 [AJJF99]），它是来源于具有不同到达角的环境中的重要反射。在窄带预测的情况下，各分量的个别延误只能作为附加相移。在实际中，这种方法并不对造成漫散射的众多小的分量（如多普勒分量的波前曲率和非静态信道状态）进行建模。

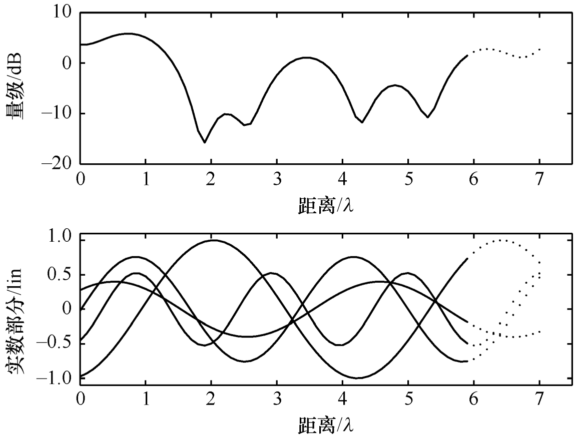


图 4.46　基于频谱估计的衰落预测原理

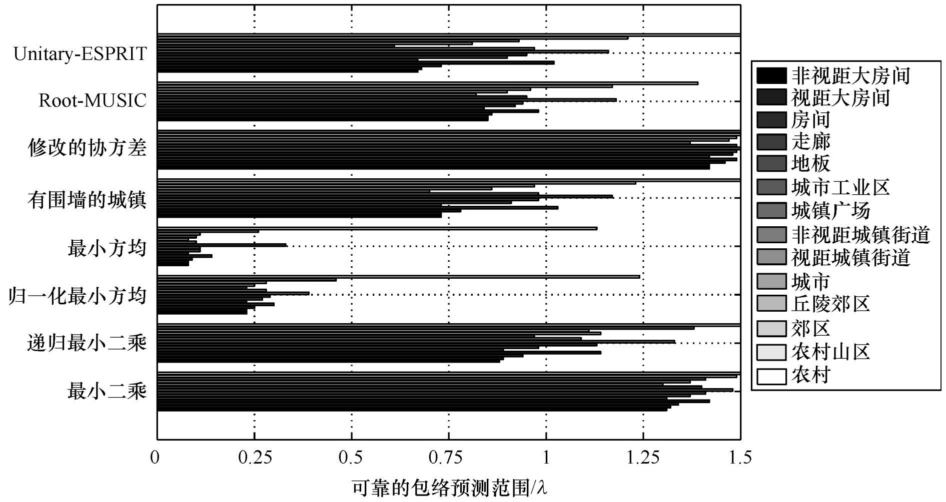
注：测量的复杂衰落信号（顶部，实线，大小显示）被分解为复杂正弦分量（底部，实线，实数部分显示）。这些是在测量周期（底部，点线）以外推测出的并结合成衰落信号预测（顶部，点线）

3. **窄带衰落预测**

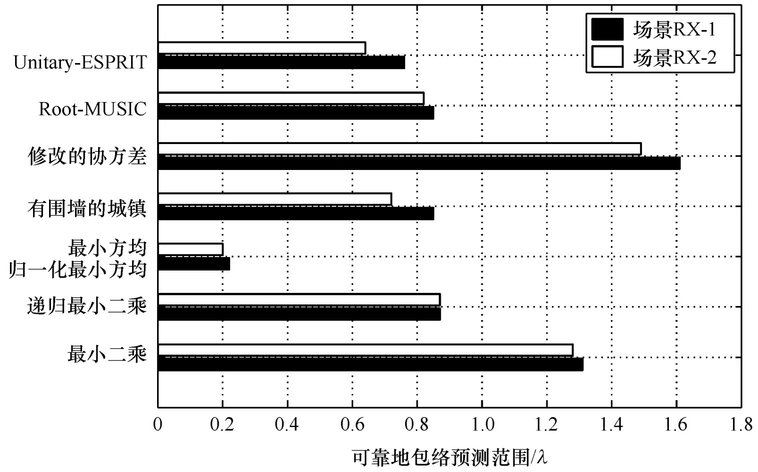
Semmelrodt 和 Kattenbach 对预测算法的频谱估计器进行了研究（见参考文献 [SeKa03]）。他们对比了基于不同技术的频谱估计器，包括：光谱搜索（MUSIC 和改进的协方差）、参数估计 [EM 和松弛光谱估计器（RELAX)] 以及子空间参数估计（ESPRIT、Unitary ESPRIT、root-MUSIC）或者基于来源于自回归模型的自适应滤波器算法。自适应滤波器算法包含改进的协方差、最小方均差算法（LMS)、归一化最小方均差算法（NLMS)、仿射投影（AfP)、递归最小二乘方算法（RLS）和基于 Q-R 分解的递归最小二乘方算法（QR-RLS)。对综合资料和测量数据做对照。综合数据是根据著名的 Jakes 模型，使用 9 个散射体给出一小组确定性的良好分离的多普勒频移，或者利用为先进通信技术的研究和工艺发展（RACE)—码分实验台—RACE 项目（CoDiT）而产生的随机 Dersch 模型，它只产生指定的时间相关特性而不产生多普勒剖面（见参考文献 [BrDe91]）。测量结果是在 5.2GHz 的条件下，在一个（15×15×7）m^3（长×宽×高）的大厅记录的。为抑制带外的噪声，数据在多普勒域过滤。

图 4.47 显示了通过改进的协方差法得到最好性能的是随机合成信道和测量信道，而不是 Jakes 信道（没有给出）。显示的预测长度定义为精确值与预测衰落信号之间的相对方均误差达到 −20dB 的长度（见参考文献 [SeKa03]），并关于波长归一化。QR-RLS 方法显示了一种与改进的协方差法相似的特性。对 Jakes 信道，一般认为基于子空间的参量估计策略，像 Unitary ESPRIT 和 root-MUSIC 比较好。同样它们在有相对较少和较分散的散射体的随机（室外）信道中性能很好，但在室内环境中性能一般。工

作在确定时延和多普勒网格的策略，例如基于 EM 的方法，一般没有足够的分辨率来产生任何有用的预测。因此，Semmelrodt 和 Kattenbach 建议优先选用自适应滤波器方法，它能在现实场景中给出最好的结果，并且比频谱分析仪（显著的）降低了计算复杂度（见参考文献［SeKa03］）。同样，延伸到宽带预测策略相对简单。



a) 不同的合成信道场景



b) 室内测量数据

图 4.47　一些基于 Unitary ESPRIT、Root-MUSIC 以及一些基于 AR 的预测策略（见文本）下的不同合成信道场景和室内测量数据的外推长度（在参考文献［SeKa03］之后）

4. 窄带衰落预测的误差源

Kotterman 利用与基于子空间的参量估计策略相似的预测算法，例如 ESPRIT 和 Root-MUSIC 以及一些衍生算法，调查了包括随机偏移的确定多普勒分量的综合信道下窄带衰落预测的精度（见参考文献［Kott04］）。他推断对于这些类型的信道，对可达外

推长度的最大影响来自于观察数据间隔的长度和散射体实际数量之间的关系。具有相对高密度散射体或漫散射的信道对基于子空间的频谱估计策略造成了严重的问题，它要求对不能保证平稳性的信道要有不切实际的长的数据间隔，Besson 和 Stoica 也发现了这个问题（见参考文献［BeSt00］）。一般说来，在无噪声情况下，对一个波长的预测长度，数据间隔的长度应该等于至少一半的散射体数量的波长。这样做的根本原因是时间分辨率和频率分辨率之间著名的互反关系限制了对短间隔的多普勒估计的精确度。最大可达预测长度主要取决于这个精确度。此外，其中一个结论是对短数据间隔的最好的预测策略补偿了非物理信道状态（见参考文献［Kott04］）。加性噪声同样降低了可达预测长度，利用基于子空间频谱估计器的预测策略的实际预测长度将被限制为小于一个波长，这个结论很早就已经被 Teal 发现（见参考文献［Teal01］）。

在这方面，有 9 个（有角度的）充分分离的确定性的多普勒分量的 Jakes 模型在理论上适合基于子空间的频谱估计，正如 Semmelrodt 和 Kattenbach 所指出的那样（见参考文献［SeKa03］），利用这些模型估计衰落预测特性（见参考文献［SeKa03］，［DuHH00］，［Ekma02］）相对于具有密集散射体的现实信道很有可能给出极为乐观的结果（见参考文献［Kott04］）。

5. 宽带衰落预测

在非平坦衰落信道的情况下，窄带推测不能在整个频带上应用，并且信道的宽带特性应该被考虑在内。Semmelrodt 最初通过将多普勒频移的频率依赖性和时延的时间依赖性考虑在内，倡导实频带处理（见参考文献［Semm04b］）。在他的两点分析中，通过在不同的测量时间两次利用 2 维 ESPRIT 程序估计这些依赖性。以后在一个稍有不同的公式中甚至用了一个 4 维的 SAGE 算法，估计时延、多普勒效应以及两者的时间梯度（见参考文献［Semm04b］）。由于上面描述的窄带信道上的更简单的基于 AR 的预测的成功，这些方法都被抛弃了。Semmelrodt 研究了平坦衰落方法的 3 个延伸（见参考文献［Semm04b］）：

1）在每个并行的频率信道上用一个 1 维估计/预测算法；

2）联合多频信道的信息，导出整体频带的一个单一外推方案；

3）联合所有的频率信道，利用 2 维多普勒延迟估计。

方法 1）固然能够处理频率相关的多普勒频移，但是每个单一频率预测的频率分辨率并不比在窄带情况下好。另外两种方法牺牲了频率依赖信息以换取好的分辨率。利用方法 2），假设信号带宽远大于信道的相干带宽，同一过程的更多实现对估计是有效的。方法 3）潜在地使多普勒延迟域路径之间的间隔得到了最好的应用，但只是在平稳信道条件下。

在有 5 个确定的多普勒分量的合成信道中，基于 Unitary-ESPRIT 的方法相对基于 AR 的改进协方差法显示了更好的性能，但是关于这 3 个宽带方法，两种方法的相对结果是相似的：平行 1 维方法性能最差，与窄带近似值相似，2 维方法性能最好，方法 2 介于两者之间，与 1 维结果相比更接近 2 维结果。

图 4.48 显示了在窄带衰落预测章节中提出的室内测量数据的预测结果，带宽为 120MHz。此外，其利用了方均误差准则，设置为 -20dB。利用 Root-MUSIC 的预测距离始终大于半波长（对 Root-MUSIC 没有 2 维算法可用）。Unitary ESPRIT 性能最差，只有利用方法 2（1 维多通道）时预测距离可以达到大约一个波长，同时，窄带估计和 2 维

方法都不可以。在这些情况下，Semmelrodt期望在ESPRIT估计模型可以自适应的时候得到更好的结果。通过基于AR的方法可以得到最好的性能；在3种方法中预测长度都可以达到大约一个波长。在整个频带上估计误差是个常数，并且3种方法估计误差差不多（见参考文献［Semm04b］）。

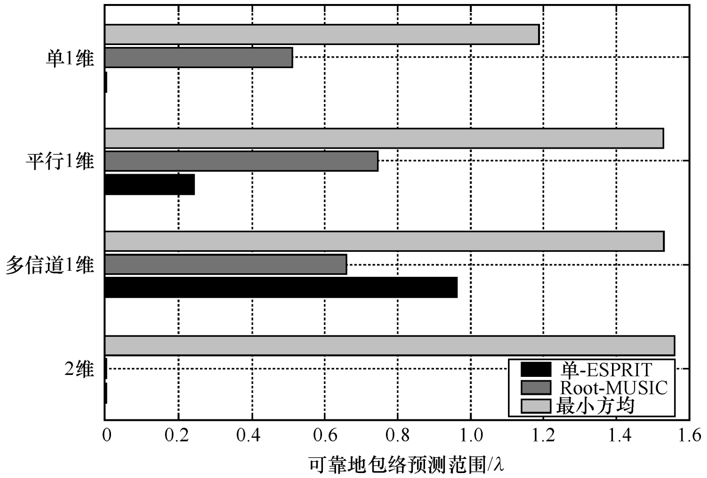


图4.48　在3种宽带方法下："并行1维"、"多信道1维"和"2维"（见文本，室内测量数据的3种预测策略预测性能的比较（见参考文献［Semm04b］）

参考文献

[AJJF99] J. B. Andersen, J. Jensen, S. Jensen, and F. Frederiksen. Prediction of future fading based on past measurements. In *Proc. VTC 1999 Fall - IEEE 50th Vehicular Technology Conf.*, Amsterdam, the Netherlands, Sep. 1999.

[AlRT04] V. Algeier, A. Richter, and R. Thomä. A gradient based algorithm for path parameter tracking in channel sounding. TD(04)124, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[Ande02] J. A. Andersen. Power distributions revisited. TD(02)004, COST 273, Guildford, UK, Jan. 2002.

[AnMd01] M. R. Andrew, P. P. Mitra, and R. deCarvalho. Tripling the capacity of wireless communications using electromagnetic polarization. *McMillan Magazines*, 409:316–318, Jan. 2001.

[BCFF02] M. Barbiroli, C. Carciofi, G. Falciasecca, M. Frullone, P. Grazioso, and A. Varini. A new statistical approach for urban environment propagation modelling. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 51(5):1234–1241, Sep. 2002. TD-02-044.

[Berg95] J. E. Berg. A recursive method for street microcell path loss calculations. In *Proc. PIMRC 1995 - IEEE 6th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Toronto, Ontario, Canada, Sep. 1995.

[Bert02] H. L. Bertoni. Status of ray tracing codes with application to monte carlo simulation of channel parameters. WP(02)016, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[BeSt00] O. Besson and P. Stoica. Decoupled estimation of DoA and angular spread for a spatially distributed source. *IEEE Trans. Signal Processing*, 48(7):1872–1882, July 2000.

[BHHT04a] H. Budiarto, K. Horihata, K. Haneda, and J. Takada. Experimental study of nonspecular wave scattering from building surface roughness for the mobile propagation modeling. *IEICE Trans. Commun.*, E87-B(7):958–966, Apr. 2004. [Also available as TD(03)200].

[BHHT04b] H. Budiarto, K. Horihata, K. Haneda, and J. Takada. Experimental study of nonspecular wave scattering from building surface roughness for the mobile propagation modeling. *IEICE Trans. Commun.*, E87-B(4):958–966, Apr. 2004. [Also available as TD(03)200].

[BrCu01] R. Bradley and P. J. Cullen. The effect of transverse surface gradients on propagation over undulating terrain, modelled with a PEC surface integral equation. TD(01)006, COST 273, Brussels, Belgium, May 2001.

[BrDe91] W. R. Braun and U. Dersch. A physical mobile radio channel model. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 40(2):472–482, May 1991.

[Bult02a] R. J. C. Bultitude. A comparison of multipath-dispersion-related microcellular mobile radio channel characteristics at 1.9GHz and 5.8GHz. In *Proc. ANTEM 2002 - 8th Int. Symp. on Antenna Techn. Appl. Electromagnetics*, Montreal, Quebec, Canada, July 2002. [Also available as TD-03-015].

[Bult02b] R. J. C. Bultitude. Estimating frequency correlation functions from propagation measurements on fading radio channels : a critical review. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 20(6):1133–1143, Aug. 2002.

[Bult03] R. J. C. Bultitude. Segmentation of measured data and modelling of the non-stationary characteristics of narrowband radio channels in urban microcells. TD(03)135, COST 273, Paris, France, May 2003.

[Bult04] R. J. C. Bultitude. Considerations concerning statistical stationarity in the analysis of measured data and radio channel modelling. COST 273, Duisburg, Germany, Sep. 2004. [Tutorial at COST 273].

[CaCo01] F. Cardoso and L. M. Correia. An analytical approach to fading depth dependence on bandwidth for mobile communication systems. In *Proc. WPMC 2001 - Wireless Pers. Multimedia Commun.*, Aalborg, Denmark, Sep. 2001. [Also available as TD(01)025].

[CaCo02] F. Cardoso and L. M. Correia. A time-domain technique for fading depth characterization in wideband mobile communications systems. In *Proc. URSI -The XXVII URSI General Assembly*, Maastricht, The Netherlands, Aug. 2002. [Also available as TD(02)038].

[CaCo03] F. Cardoso and L. M. Correia. A comparison between different approaches for fading evaluation in wideband mobile communications. In *Proc. VTC 2003 Spring - IEEE 57th Vehicular Technology Conf.*, Jejou, South Korea, Apr. 2003. [Also available as TD(03)046].

[CaCo04] F. Cardoso and L. M. Correia. Short-term fading depth dependence on antenna characteristics in wideband mobile communications. In *Proc. PIMRC 2004 - IEEE 15th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Barcelona, Spain, Sep. 2004. [Also available as TD(04)089].

[Card04] F. D. Cardoso. *Short-term Fading Characterisation in Wideband Mobile Communication Systems*. PhD thesis, Instituto Superior Técnico, Technical University of Lisbon, Lisbon, Portugal, 2004.

[Carl86] A. B. Carlson. *Communication Systems - An Introduction to Signals and Noise in Electrical Communication*. McGraw-Hill, Jurong, Singapore, 1986.

[CBYF05] N. Czink, E. Bonek, X.-F. Yin, and B. Fleury. Cluster angular spreads in a MIMO indoor propagation environment. In *Proc. 14th IST Summit on Mobile and Wireless Commun.*, Dresden, Germany, June 2005.

[ChBe01] G. Liang C. Cheon and H. L. Bertoni. Simulating radio channel statistics for different building environments. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 19(11):2191–2200, 2001.

[CHÖB04] N. Czink, M. Herdin, H. Özcelik, and E. Bonek. Cluster characteristics in a MIMO indoor propagation environment. TD(04)167, COST 273, Duisburg, Germany, Sep. 2004.

[ChSA04] H. Y. E. Chua, K. Sakaguchi, and K. Araki. Experimental and analytical investigation of MIMO channel capacity in an indoor LOS environment. TD-04-023, COST 273, Jan. 2004.

[ChWa92] W. C. Chew and R. L. Wagner. A modified form of liao's absorbing boundary condition. In *Proc. IEEE AP-S 1995 - IEEE Int. Symp. On Antennas and Propagation*, Chicago, IL, USA, July 1992.

[CoLA03] Y. Corre, Y. Lostanlen, and S. Aubin. Multi-environment radio predictions involving an in-building WLAN network and outdoor UMTS base stations. TD(03)156, COST 273, Prague, Czech Republic, Sep. 2003.

[Corr01] L. M. Correia. *Wireless Flexible Personalised Communications, COST 259: European Co-operation in Mobile Radio Research*. John Wiley & Sons, Chichester, UK, 2001.

[Cost03] F. Costen. Analysis and improvement of Liao ABC for FDTD. In *Proc. IEEE AP-S 2003 - IEEE Int. Symp. On Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Columbus, OH, USA, June 2003.

[Cost04] F. Costen. A proposal of 3D frequency dependent ADI-FDTD with conductive loss. In *Proc. Int. Conf. Comput. Electromagn.*, London, UK, June 2004. [Also available as TD(04)066].

[CoTh04a] F. Costen and A. Thiry. Alternative formulation of three dimensional frequency dependent ADI-FDTD method. *IEICE Electron. Express*, 1:528-533, 2004.

[CoTh04b] F. Costen and A. Thiry. Temporal discretization for UWB systems in three dimensional alternating-direction implicit finite difference time domain method. *IEICE Electron. Express*, 1:477–483, 2004.

[CoWS04] M. Coinchon, J. F. Wagen, and A. P. Salovaara. Joint channel estimation with array antennas in OFDM based mobile radio systems. TD(01)041, COST 273, Bologna, Italy, Oct. 2004.

[Cox73] D. C. Cox. 910 MHz urban mobile radio propagation: Multipath characteristics in new york city. *IEEE Trans. Commun.*, 21(11):1188–1194, Nov. 1973.

[CTLM02] C.-C. Chong, C.-M. Tan, D. I. Laurenson, S. McLaughlin, M. A. Beach, and A. R. Nix. Indoor wideband directional channel measurement and modelling. In *Proc. 1st Workshop COST 273 - Opportunities of the multidimensional propagation channel*, Helsinki, Finland, May 2002.

[CzYi05] N. Czink and X.-F. Yin. Cluster angular spread estimation for MIMO indoor propagation environments. TD(05)041, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[DDFR94] P. Daniele, V. Degli-Esposti, G. Falciasecca, and G. Riva. Field prediction tools for wireless communications in outdoor and indoor environments. In *Proc. IEEE MTT-S European Topical Congress -Technologies for Wireless Applications*, Turin, Italy, Sep. 1994.

[DDGW03] D. Didascalou, M. Döttling, N. Geng, and W. Wiesbeck. An approach to include stochastic rough surface scattering into deterministic ray-optical wave propagation modeling. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 51(7):27–37, July 2003. [Also available as TD(01)007].

[DeBe99] V. Degli-Esposti and H. L. Bertoni. Evaluation of the role of diffuse scattering in urban microcellular propagation. In *Proc. VTC 1999 Fall - IEEE 50th Vehicular Technology Conf.*, Amsterdam, The Netherlands, Sep. 1999.

[DeFA04] V. Degli-Esposti, F. Fuschini, and M. Amorini. Database simplification for field prediction in urban environment. In *Proc. IEEE AP-S 2004 - IEEE Int. Symp. On Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Monterrey, CA, USA, June 2004. [Also available as TD(04)041].

[DeFG03] V. Degli-Esposti, F. Fuschini, and D. Guiducci. A study on roof-to-street propagation. In *Proc. ICEAA 2003 - IEEE Int. Conf. on Electromagnetics in Advanced Applications*, Turin, Italy, Sep. 2003. [Also available as TD(03)143].

[Degl01] V. Degli-Esposti. A diffuse scattering model for urban propagation prediction. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 49(7):1111–1113, July 2001.

[DeHS03] G. Del Galdo, M. Haardt, and C. Schneider. Ilmprop: a flexible geometry-based simulation environment for multiuser MIMO communications. *Advances in Radio Science - Kleinheubacher Berichte*, page 10, Oct. 2003. [Also available as TD(02)188].

[DESGK02] V. Degli-Esposti, H. El-Sallabi, D. Guiducci, K. Kalliola, P. Azzi, L. Vuokko, J. Kivinen, and P. Vainikainen. Analysis and simulation of the diffuse scattering phenomenon in urban environment. In *Proc. URSI -The XXVII URSI General Assembly*, Maastricht, the Netherlands, Aug. 2002. [Also available as TD-02-036].

[Deyg66] J. Deygout. Multiple knife edge diffraction of microwaves. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 14(4):480–489, July 1966.

[DFVG05a] V. Degli-Esposti, D. Guiducci, A. De Marsi, P. Azzi, and F. Fuschini. An advanced fieldprediction model including diffuse scattering. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 14(7):1717–1728, July 2004.

[DFVG05b] V. Degli-Esposti, F. Fuschini, E. Vitucci, and D. Graziani. Measurement and modelling of diffuse scattering from building walls. TD(05)065, COST 273, Bologna, Italy, Sep. 2005.

[DGMA04] V. Degli-Esposti, D. Guiducci, A. De Marsi, P. Azzi, and F. Fuschini. An advanced fieldprediction model including diffuse scattering. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 14(7):1717–1728, July 2004.

[DMSW03] D. Didascalou, J. Maurer, T. Schäfer, and W. Wiesbeck. An approach to include stochastic rough surface scattering into deterministic ray-optical wave propagation modelling. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 51(7):27–37, July 2003. [Also available as TD(01)007].

[DSGK02] V. Degli-Esposti, H. El- Sallabi, D. Guiducci, K. Kalliola, P. Azzi, L. Vuokko, J. Kivinen, and P. Vainikainen. Analysis and simulation of the diffuse scattering phenomenon in urban environment. In *Proc. URSI -The XXVII URSI General Assembly*, Maastricht, The Netherlands, Aug. 2002. [Also available as TD(02)036].

[DuHH00] A. Duel-Hallen, S. Hu, and H. Hallen. Long-range prediction of fading signals. *IEEE Signal Processing Mag.*, 17(3):62–75, May 2000.

[EFLR97] V. Erceg, S. J. Fortune, J. Ling, A. J. Rustako, and R. A. Valenzuela. Comparisons of a computer-based propagaqtion prediction tool with experimental data collected in urban microcellular environments. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 15(4):677–684, May 1997.

[EFVG05] V. Degli-Esposti, F. Fuschini, E. Vitucci, and D. Grazian. Measurement and modelling of scattering from building walls. *COST 273*, TD(05)065, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[Ekma02] T. Ekman. *Prediction of mobile radio channels, modelling and design*. PhD thesis, Uppsala University, Uppsala, Sweden, 2002. ISBN 91-506-1625-0.

[Elek05] Elektrobit. http://www.elektrobit.ch/products/propsound/index.html. 2005.

[ElVa03] H. El-Sallabi and P. Vainikainen. A new heuristic UTD diffraction coefficient for prediction of radio wave propagation. COST 273, Guildford, UK, Jan. 2003.

[ETSI98] ETSI. Universal mobile telecommunications system (UMTS), selection procedures for the choice of radio transmission technologies of the UMTS. UMTS 30.03, version 3.2.0, Sophia Antipolis, France, Apr. 1998.

[EyDH98] T. Eyceoz, A. Duel-Hallen, and H. Hallen. Deterministic channel modelling and long range prediction of fast fading mobile channels. *IEEE Commun. Lett.*, 2(9):254–256, Sep. 1998.

[FBKE02] S. E. Foo, M. A. Beach, P. Karlsson, P. Eneroth, B. Lindmark, and J. Johansson. Spatio-temporal investigation of UTRA FDD channels. In *Proc. 3rd Int. Conference on 3G Mobile Comm. Technol.*, London, UK, May 2002. [Also available as TD-02-027].

[FGLM04] R. Fraile, J. Gozálvez, O. Lázaro, J. Monserrat, and N. Cardona. Effect of a two dimensional shadowing model on system level performance evaluation. In *Proc. WPMC 2004 – Wireless Pers. Multimedia Commun.*, Abano Terme, Italy, Sep. 2004. [Also available as TD(04)190.]

[FlSJ02] B. Fleury, A. Stucki, and P. Jourdan. High resolution bidirection estimation based on the SAGE algorithm: Experience gathered from field experiments. TD(02)070, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[FMDW03] T. Fügen, J. Maurer, A. Dallinger, and W. Wiesbeck. Radio channel characterization with ray-tracing for urban environments at 2GHz. TD(03)130, COST 273, Paris, France, May 2003.

[FrLC03] R. Fraile, O. Lazaro, and N. Cardona. Two dimensional shadowing model. TD(03)171, COST 273, Prague, Czech Republic, Sep. 2003.

[FuMa03] T. Fuegen and J. Maurer. Radio channel characterization with ray-tracing for urban evironment at 2 GHz. TD(03)130, COST 273, Paris, France, May 2003.

[Fusc04] F. Fuschini. A study on urban gap fillers for DVB-H system in urban environment. TD(04)201, COST 273, Duisburg, Germany, Sep. 2004.

[FYSJ03] B. Fleury, X. Yin, A. Stucki, and P. Jourdan. High resolution channel parameter estimation for communication systems equipped with antenna arrays. TD(03)132, COST 273, Paris, France, May 2003.

[GCBV02] P. Grazioso, C. Carciofi, M. Barbiroli, and A. Varini. A statistical propagation model for urban environment. TD(02)044, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[Geng05] S. Geng. Propagation characterization of 60 GHz indoor radio channels. TD(05)015, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[GhTI04] M. Ghoraishi, J. Takada, and T. Imai. Investigating dominant scatterers in urban mobile propagation channel. In *Proc. ISCIT 2004 - IEEE Int. Symp. on Communications and Information Technologies*, Sapporo, Japan, Oct. 2004. [Also available as TD(04)154].

[GKZV05] S. Geng, J. Kivinen, X. Zhao, and P. Vainikainen. Propagation characterisation of 60 GHz indoor radio channels. TD(05)015, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[GLBM02] L. Goossens, E. Van Lil, B. Boesmans, and D. Magnus. Wind turbine sites in industrial areas: Specific problems and solutions. In *Proc. Powergen Europe*, Milano, Italy, June 2002. [Also available as TD(02)124].

[GRBM03] S. G. Garcia, R. G. Rubio, A. R. Bretones, and R. G. Martin. Extension of the ADI-FDTD method to Debye media. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 51-11:3183–3186, 2003.

[Hans02] J. Hansen. Towards a geometrically motivated, analytical indoor channel model. TD(02)063, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[Hans03] J. Hansen. Analytical calculation of the power delay profile and delay spread with experimental verification. *IEEE Commun. Lett.*, 7(6):257–259, 2003. [Also available as TD-02-010].

[Hata80] M. Hata. Empirical formula for propagation -loss in land mobile radio service. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 29(3):317–325, Aug. 1980.

[HaTa03a] K. Haneda and J. Takada. An application of the SAGE algorithm for UWB propagation channel estimation. In *Proc. UWBST 2003 - IEEE Conf. on Ultra Wideband Systems and Technologies*, Reston, VA, USA, Nov. 2003. [Also available as TD(03)182].

[HaTa03b] K. Haneda and J. Takada. High resolution estimation of the NLOS indoor MIMO channel with a network analyser based system. In *Proc. PIMRC 2003 - IEEE 14th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Beijing, China, Sep. 2003. [Also available as TD(03)119].

[HaTK05] K. Haneda, J. Takada, and T. Kobayashi. On the cluster properties in UWB spatiotemporal residential measurement. TD(05)066, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[HeKu05] A. Hecker and T. Kuerner. Analysis of propagation models for UMTS ultra high sites in urban areas. TD(05)033, COST 273, Bologna, Italy, Sep. 2005.

[Herd04] M. Herdin. *Non-Stationary Indoor MIMO Radio Channels*. Ph.d. thesis, Vienna University of Technology, Vienna, Austria, 2004. [Also available as TD(04)174].

[HHBW01] R. Hoppe, H., Buddendick, G. Wölfle, and F. M. Landstorfer. Dynamic simulator for studying WCDMA radio network performance. In *Proc. VTC 2001 Spring - IEEE 53rd Vehicular Technology Conf.*, Rhodos, Greece, May 2001. [Also available as TD(02)148].

[HMDA02] C. L. Holloway, P. M. McKenna, R. A. Dalke, R. A., and C. L. Perala Devor Jr. Time-domain modeling, characterization, and measurements of anechoic and semi-anechoic electromagnetic test chambers. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, 44:102–118, 2002.

[HMVT94] H. Hashemi, H. McGuire, M. Vlasschaert, T. Tholl, and D. Tholl. Measurements and modelling of temporal variations of the indoor radio propagation channel. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 43(3):733–737, Aug. 1994.

[HoWW03] R. Hoppe, G. Woelfle, and P. Wertz. Advanced ray-optical wave propagation modelling for urban and indoor scenarios. *European Transactions on Telecommunications*, 14(1):61–69, Jan. 2003. [Also available as TD(02)051].

[HuKL02] K. Hugl, K. Kalliola, and J. Laurila. Spatial channel characteristics for macro and microcellular BS installations. In *Proc. 1st Workshop COST 273 - Opportunities of the multidimensional propagation channel*, Helsinki, Finland, May 2002.

[HwWi98] J. Hwang and J. Winters. Sinusoidal modelling and prediction of fast fading processes. In *Proc. Globecom 1998 - IEEE Global Telecommunications Conf.*, Sydney, Australia, Nov. 1998.

[JäHH04] T. Jämsä, V. Hovinen, and L. Hentilä. Comparison of wideband and ultrawideband channel measurements. TD(04)080, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[JePK05] J. Jemai, R. Piesiewicz, and T. Kuerner. Calibration of an indoor ray-tracing propagation model at 2.4 GHz by measurements of the IEEE 802.11b pre-amble. In *Proc. VTC 2005 Spring - IEEE 61st Vehicular Technology Conf.*, Stockholm, Sweden, May 2005. [Also available as TD(04)149].

[JKVW05] J. Jemai, M. Kürner, A. Varone, and J.-F. Wagen. Determination of the permittivity of building materials through WLAN meaasurements at 2.4 GHz. TD(05)032, COST273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[KaFr01] R. Kattenbach and H. Früchting. Investigation of the impacts of moving scatterers by wideband measurements of time-variant indoor radio channels. *Frequenz*, 55(7–8):197–203, July 2001. in German. [Also available as TD(01)033].

[KaKC02] P. D. Karamalis, A. G. Kanatas, and P. Constantinou. A genetic algorithm applied for optimization of antenna arrays used in mobile radio channel characterization devices. TD(02)091, COST 273, May 2002.

[Katt97] R. Kattenbach. *Characterisation of time-variant indoor radio channels by means of their system and correlation functions*. PhD thesis, Universität Kassel, Kassel, Germany, 1997. in German, ISBN 3-8265-2872-7.

[Katt02] R. Kattenbach. Transfer function modeling and its application to ultra-wideband channels. TD(02)136, COST 273, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.

[KaVV05] A. Kainulainen, L. Vuokko, and P. Vainikainen. Polarization behaviour in different urban radio environments. TD(05)018, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[KaWe00] R. Kattenbach and D. Weitzel. Wideband channel sounder for time-variant indoor radio channels. In *Proc. AP 2000 - Millennium Conference on Antennas and Propagation*, Davos, Switzerland, Apr. 2000.

[KeBr04] A. H. Kemp and E. B. Bryant. Channel sounding of industrial sites in the 2.4GHz ISM band. *Wireless Personal Communications*, 31(3–4):235–248, Dec. 2004. [Also available as TD-02-111].

[KeCu03] E. Kenny and P. J. Cullen. An analytical formula for obtaining the lookup table in the tabulated interaction method (TIM) for rough terrain. TD(03)139, COST273, Paris, France, May 2003.

[KEGJ03] T. Kuerner, A. Eisenblätter, H.-F. Geerdes, D. Junglas, T. Koch, and A. Martin. Final report on automatic planning and optimisation, technical report IST-2000- 28088-MOMENTUM-D47-PUB. deliverable D4.7 of IST-MOMENTUM, European Commission, Brussels, Belgium, 2003. [Also available as TD(03)172].

[KKVV04] V.-M. Kolmonen, J. Kivinen, L. Vuokko, and P. Vainikainen. 5.3 GHz MIMO radio channel sounder. TD-04-141, COST 273, June 2004.

[KKVV05] V.-M. Kolmonen, J. Kivinen, L. Vuokko, and P. Vainikainen. 5.3GHz MIMO radio channel sounder. In *Proc. IMTC 2005 - IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conf.*, Venice, Italy, May 2005. [Also available as TD(04)193].

[Kott04] W. A. Th. Kotterman. *Characterisation of mobile radio channels for small multiantenna terminals*. PhD thesis, Aalborg Universitet, Aalborg, Denmark, 2004. ISBN 87-90834-68-2.

[KSPH01] J. Kivinen, P. Suvikunnas, D. Perez, C. Herrero, K. Kalliola, and P. Vainikainen. Characterization system for MIMO channels. In *Proc. WPMC 2001 - Wireless Pers. Multimedia Commun.*, Aalborg, Denmark, Oct. 2001. [Also available as TD(01)044].

[KüMe02] T. Kürner and A. Meier. Prediction of outdoor and outdoor-to-indoor coverage in urban areas at 1.8 GHz. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 20(3):496–506, Apr. 2002. [Also available as TD(01)013].

[Kunn02] E. Kunnari. Statistical modeling of small-scale fading with temporal, spatial and spectral correlation and rice distributed envelope in the simulation of multi-carrier systems. TD(02)019, COST 273, Guildford, UK, Jan. 2002.

[Kyri03] P. Kyritsi. K factor estimation in a hallway using waveguide mode analysis. TD(03)047, COST273, Barcelona, Spain, Jan. 2003.

[LAME05] J. Liu, B. Allen, W. Q. Malik, and D. J. Edwards. On the spatial correlation of MB-OFDM ultra wideband transmissions. TD(05)015, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[LaRT03] M. Landmann, R. Richter, and R. Thomä. Performance evaluation of real antenna arrays for high-resolution doA estimation in channel sounding—part 1: Channel parameter resolution limits. TD(03)199, COST 273, Sep. 2003.

[LaRT04a] M. Landmann, A. Richter, and R. S. Thomä. DoA resolution limits in MIMO channel sounding. In *Proc. IEEE AP-S 2004 - IEEE Int. Symp. On Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Monterey, CA, USA, June 2004.

[LaRT04b] M. Landmann, A. Richter, and R. S. Thomä. Performance evaluation of antenna arrays for high-resolution DOA estimation in channel sounding. In *Proc. ISAP 2004 - Intl. Symp. on Antennas and Propagation*, Sendai, Japan, Aug. 2004.

[LBLC02] E. Van Lil, B. Van den Broeck, Y. Van Laer, and A. Van de Capelle. Validation of GO simulations with trunking measurements in leuven. TD(02)014, COST 273, Guildford, UK, Jan. 2002.

[LCDC02] E. Van Lil, I. De Coster, Y. Demarsin, F. Casteels, and A. Van de Capelle. Fine-tuning the fresnel PO model. In *Proc. URSI -The XXVII URSI General Assembly*, Maastricht, The Netherlands, Aug. 2002. [Also available as TD(02)084].

[Lee85] W. Lee. Estimate of local average power of a mobile radio signal. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 34(1):22–27, Feb. 1985.

[LiTC05] E. Van Lil, D. Trappeniers, and A. Van de Capelle. Simplified formulas for finding the extent of false echo zones in radar systems. TD(05)039, COST273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[LKTH02] J. Laurila, K. Kalliola, M. Toeltsch, K. Hugl, P. Vainikainen, and E. Bonek. 3-D characterization of mobile radio channels in urban environment. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 50(2):233–243, Feb. 2002.

[LoCo02a] Y. Lostanlen and Y. Corre. A 2.5D model for predicting the in-building propagation penetration in indoor environments. TD(02)052, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[LoCo02b] Y. Lostanlen and Y. Corre. Studies on indoor propagation at various frequencies for radio local networks. WP(02)013, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[LoCo05] Y. Lostanlen and Y. Corre. Urban coverage simulations for broadcast (DVB-H, DVB-T) networks. TD(05)048, COST 273, Bologna, Italy, Sep. 2005.

[LoGC05] Y. Lostanlen, G. Gourgeon, and Y. Corre. An approach to model the ultrawideband multipath indoor radio channel by ray-tracing methods. TD(05)047, COST 273, Bologna, Italy, Sep. 2005.

[LPEO02] P. H. Lehne, M. Pettersen, R. Eckhoff, O., and Trandem. A method for synchronising transmitter and receiver antenna switching when performing dual array measurements. URSI General Assembly, Aug. 2002. [Also available as TD(02)048].

[LVTC04] E. Van Lil, J. Verhaevert, D. Trappeniers, and A. Van de Capelle. Theoretical investigations and broadband experimental verification of the time-domain SAGE DOA algorithm. In *Proc. ACES2004 - 20th Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics*, Syracuse, NY, USA, Apr. 2004. [Also available as TD(04)142].

[LZMJ05] D. Laselva, X. Zhao, J. Meinilä, T. Jämsä, J. Nuutinen, P. Kyösti, and L. Hentilä. Empirical large-scale characterization of the received power for rural, suburban and indoor environments at 2.45 and 5.25 GHz. TD(05)043, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[MaHe03] E. Martijn and M. Herben. Radio wave propagation into buildings at 1.8 GHz; empirical characterisation and its importance to UMTS radio planning. TD(03)191, COST 273, Prague, Czech Republic, Jan. 2003.

[MaLD94] Ph. Mariage, M. Lienard, and P. Degauque. Theoretical and experimental approach of the propagation of high frequency waves in road tunnels. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 42(1):75–81, Jan. 1994.

[MATB02] J. Medbo, H. Asplund, M. Törnqvist, D. Browne, and J.-E. Berg. MIMO channel measurements in an urban street microcell. In *Proc. RVK 2002 - RadioVetenskap och Kommunikation*, Stockholm, Sweden, June 2002. [Also available as TD(03)006].

[MCRJ04] J.-M. Molina-Garcia-Pardo, J. Caldrán-Blaya, J.-V. Rodríguez, and Juan-Llácer. MIMO measurement system based on two network analyzers. TD-04-106, COST 273, June 2004.

[MeBe02] J. Medbo and J. Berg. Simple and accurate path loss modeling at 5 GHz in complex indoor environments with corridors. In *Proc. URSI Commission*

F Open Symposium Radiowave Prop. Remote Sensing, Garmisch-Partenkirchen, Germany, Feb. 2002. [Also available as TD(02)055].

[MeBH04] J. Medbo, J.-E. Berg, and F. Harrysson. Temporal radio channel variations with stationary terminal. In *Proc. VTC 2004 Fall - IEEE 60th Vehicular Technology Conf.*, Los Angeles, CA, USA, Sep. 2004. [Also available as TD-0-4-183].

[Meda05] Medav. http://www.channelsounder.de/. 2005.

[MiVV04] F. Mikas, L. Vuokko, and P. Vainikainen. Large scale behaviour of multipath fading channels in crban macrocellular environments. TD(04)101, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[MoRJL03] J.-M. Molina-García-Pardo, J.-V. Rodríguez, and L. Juan-Llácer. Angular spread at 2.1 GHz while entering tunnels. *Microwave and Optical Technology Lett.*, 37(3):196–198, May 2003. [Also available as TD-02-043].

[MoRo04] S. Mota and A. Rocha. Experimental results from channel parameter estimation using the SAGE algorithm. TD(04)138, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[MPKZ01] G. Marques, J. Pamp, J. Kunisch, and E. Zollinger. Wideband directional channel model, array antennas and measurement campaign. IST ASILUM project, Deliverable D4.3bis, Nov. 2001. [Also available as TD-02-095].

[MuSV05] M. Mustonen, P. Suvikunnas, and P. Vainikainen. Reliability analysis of multidimensional propagation channel characterization. TD(05)040, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[NaCB04] K. Nasr, F. Costen, and S. K. Barton. A study of wall imperfections in indoor channel modelling. TD(04)017, COST 273, Athens, Greece, Jan. 2004.

[Nami99] T. Namiki. A new FDTD algorithm based on alternating-direction implicit method. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 47:2003–2007, 1999.

[NdHH04] H. Ndoumbè Mbonjo Mbonjo, J. Hansen, and V. Hansen. Field theoretical investigations of the influence of mutual coupling effects on MIMO channels. In *Proc. Globecom 2004 - IEEE Global Telecommunications Conf.*, Dallas, TX, USA, Dec. 2004. [Also available as TD(03)145].

[NePa94] A. Nehorai and E. Paldi. Vector-sensor array processing for electromagnetic source localization. *IEEE Trans. Signal Processing*, 42:376–398, Feb. 1994.

[OOKF68] Y. Okumura, E. Ohmori, T. Kawano, and K. Fukuda. Field strength and its variability in VHF and UHF land mobile radio service. *Review of the Electrical Communication Laboratory*, 16(9-10):825–873, Sep. 1968.

[Pars92] D. Parsons. *The Mobile Radio Propagation Channel.* Pentech Press, London, UK, 1992.

[PaTB04] A. Pal, C. Tan, and M. Beach. Comparision of MIMO channels from multipath parameter extraction and direct channel measurements. In *Proc. PIMRC 2004 - IEEE 15th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Barcelona, Spain, Sep. 2004. [Also available as TD(04)016].

[PLVP02] I. Pàez, S. Lorendo, L. Valle, R. P., and Torres. Experimental estimation of wideband radio channel parameters with the use of a spectrum analyzer and the hilbert transform. *Microwave and Optical Technology Lett.*, 43(5):393–396, Sep. 2002. [Also available as TD(02)074].

[PPYF04] T. Pedersen, C. Pedersen, X. Yin, B. Fleury, R. Pedersen, B. Bozinovska, A. Hviid, P. Jourdan, and A. Stucki. Investigations of the ambiguity effect in

the estimation of Doppler frequency and directions in channel sounding using switched Tx and Rx arrays. TD(04)021, COST 273, Athens, Greece, Jan. 2004.

[PrSh97] D. T. Prescott and N. V. Shuley. Reflection analysis of FDTD boundary conditions-part I: Time-space absorbing boundaries. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 45:1162–1170, 1997.

[RaAr95] O. M. Ramahi and B. Archambeault. Adaptive absorbing boundary conditions in finite-difference time domain applications for EMC simulations. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, 37:580–583, 1995.

[Rama99] O. M. Ramahi. Stability of absorbing boundary conditions. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, AP-47:593–599, 1999.

[Rapp86] T. S. Rappaport. *Wireless Communication - Principles and Practice*. Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, USA, 1986.

[RaSa04] N. Razavi-Ghods and S. Salous. Semi-sequential MIMO radio channel sounding. In *Proc. CCCT04 - Int. Conf. on Computing, Communications and Control Technologies*, Austin, TX, USA, Aug. 2004. [Also available as TD(04)079].

[Rich05] A. Richter. Estimation of Radio Channel Parameters: Models and Algorithms. Ph.d. thesis, Ilmenau University of Technology, Ilmenau, Germany, 2005. [Also available as TD(02)132].

[RiEK05] A. Richter, M. Enescu, and V. Koivunen. A state space approach to propagation path parameter estimation and tracking. TD(05)053, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[RiOK04] C. Ribeiro, E. Ollila, and V. Koivunen. Stochastic ML method for propagation parameter estimation using mixture of angular distribution models. In *Proc. PIMRC 2004 - IEEE 15th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Barcelona, Spain, Sep. 2004. [Also available as TD(05)024].

[RiWG97] K. Rizk, J. F. Wagen, and F. Gardiol. Two-dimensional ray tracing modeling for propagation prediction in micro-cellular environments. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 46(2):508–517, May 1997.

[RoMJ04] J.-V. Rodríguez, J.-M. Molina-García-Pardo, and L. Juan-Llácer. A multiple-building diffraction attenaution function expressed in terms of UTD coefficients for microcellular communications. *Microwave and Optical Technology Lett.*, 40(4):298–300, Feb. 2004. [Also available as TD(03)153].

[SaGo01] S. Salous and H. Gokalp. Characterisation of W-CDMA channels in FDD UMTS bands. In *Proc. VTC 2001 Fall - IEEE 54th Vehicular Technology Conf.*, Atlantic City, NJ, USA, Oct. 2001. [Also available as TD-02-003].

[SaHi03] S. Salous and V. Hinostroza. Indoor and between building measurements with high resolution channel sounder. In *Proc. ICAP 2003 - 12th Int. Conf. on Antennas and Propagation*, Exeter, UK, Mar. 2003. [Also available as TD-02-064].

[SaTA02] K. Sakaguchi, J. Takada, and K. Araki. A novel architecture for MIMO spatiotemporal channel sounder. *IEICE Trans. Electronics*, E-86C(3):436–441, Mar. 2002.

[SBAP02] T. C. W. Schenk, R. J. C. Bultitude, L. M. Augustin, R. H. van Poppel, and G. Brussaard. Analysis of propagation loss in urban microcells at 1.9GHz and 5.8GHz. In *Proc. URSI Commission F Open Symposium Radiowave Prop. Remote Sensing*, Garmisch-Partenkirchen, Germany, Feb. 2002. [Also available as TD-03-015].

[ScFW02] T. Schäfer, T. Fügen, and W. Wiesbeck. Measurement and analysis of radio wave propagation in hospitals. In *Proc. VTC 2002 Fall - IEEE 56th Vehicular Technology Conf.*, Vancouver, BC, Canada, Sep. 2002. [Also availabe as TD(02)056].

[Schä03] T. M Schäfer. *Experimental and Simulative Analysis of the Radio Wave Propagation in Hospitals.* PhD thesis, University of Karlsruhe (TH), Karlsruhe, Germany, 2003. [Also available as TD(02)193].

[ScLa03] S. Schmidt and G. Lazzi. Extension and validation of a perfectly matched layer formulation for the unconditionally stable D-H FDTD method. *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, 13:345–347, 2003.

[ScWi03] T. M. Schäfer and W. Wiesbeck. Effective modeling of composite walls in hospitals for ray-optical wave propagation simulations. In *Proc. VTC 2003 Fall - IEEE 58th Vehicular Technology Conf.*, Orlando, FL, USA, Oct. 2003. [Also available as TD(03)092].

[SeKa01] S. Semmelrodt and R. Kattenbach. Application of spectral estimation techniques to 2-D fading forecast of time-variant channels. TD(01)034, COST 273, Bologna, Italy, Oct. 2001.

[SeKa02a] S. Semmelrodt and R. Kattenbach. A 2-D fading forecast of time-variant channels based on parametric modeling techniques. In *Proc. PIMRC 2002 - IEEE 13th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.

[SeKa02b] S. Semmelrodt and R. Kattenbach. Efficient implementation of an extended SAGE algorithm for the extraction of time-varying channel parameters. TD(02)120, COST 273, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.

[SeKa03] S. Semmelrodt and R. Kattenbach. Investigation of different fading forecast schemes for flat fading radio channels. In *Proc. VTC 2003 Fall - IEEE 58th Vehicular Technology Conf.*, Orlando, FL, USA, Oct. 2003. [Also available as TD-03-045].

[Semm04a] S. Semmelrodt. *Methoden zur prädiktiven Kanalschätzung für adaptive Übertragungstechniken im Mobilfunk.* PhD thesis, Universität Kassel, Kassel, Germany, 2004. in German, ISBN 3-89958-041-9.

[Semm04b] S. Semmelrodt. Spectral analysis and linear prediction toolbox for stationary and non-stationary signals. *Frequenz*, 58(7-8):185–187, 2004. [Also available as TD(04)019].

[SFIH02] S. Salous, P. Fillipides, I., and Hawkins. Multiple antenna channel sounder using a parallel receiver architecture. In *Proc. SCI 2002 - 6th World Multi-Conf. on Systemics, Cybernetics and Informatics*, Orlando, FL, USA, July 2002. [Also available as TD(02)002].

[SHBP03] S. W. Staker, C. L. Holloway, A. U. Bhobe, and M. Piket-May. Alternatingdirection implicit (ADI) formulation of the finite-difference time-domain (FDTD) method: Algorithm and material dispersion implementation. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, 45:156–166, 2003.

[SICW01] H. Shimotahira, K. Iizuka, S. Chu, C. Wah, F. Costen, and S. Yoshikuni. Three-dimensional laser microvision. *Applied Optics*, 40(11):1784–1794, 2001. [Also available as TD(02)007].

[SiMi03] I. Sirkova and M. Mikhalev. Influence of tropospheric ducting on microwave propagation in short distances. In *Proc. ICEST 2003, 38th Int. Conf. on Information, Communication and Energy Systems and Technologies*, Sofia, Bulgaria, Oct. 2003. [Also available as TD(02)086 and TD(02)152].

[SiMi04] I. Sirkova and M. Mikhalev. Parabolic equation based study of ducting effects on microwave propagation. *Microwave and Optical Technology Lett.*, 42(5):390–394, Sep. 2004. [Also available as TD(02)152 and TD(05)006].

[SiMi05] I. Sirkova and M. Mikhalev. Digital terrain elevation data combined with the PE method: a sofia region study. TD(05)005, COST273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[SkCK05] N. Skentos, P. Constantinou, and A. G. Kanatas. Results from rooftop to rooftop MIMO channel measurements at 5.2GHz. TD(05)059, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[SKPC04] N. Skentos, A. G. Kanatas, G. Pantos, and P. Constantinou. Channel characterization results from fixed outdoor MIMO measurements. In *Proc. WPMC 2004-Wireless Pers. Multimedia Commun.*, Abano Terme, Italy, Sep. 2004. [Also available as TD-04-140].

[SLRT03] G. Sommerkorn, M. Landmann, R. Richter, and R. Thomä. Performance evaluation of real antenna arrays for high-resolution doA estimation in channel sounding - part 2: Experimental ULA measurement results. TD(03)196, COST 273, Sep. 2003.

[Smit65] G. D. Smith. *Numerical solution of partial differential equations.* Oxford University Press, Oxford, UK, 1965.

[StFJ02] A. Stucki, B. Fleury, and P. Jourdan. ISIS, a high performance and efficient implementation of SAGE for radio channel parameter estimation. TD(02)068, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[StMo97] P. Stoica and R. Moses. *Introduction to spectral analysis.* Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, USA, 1997.

[TaBN04] C. Tan, M. Beach, and A. R. Nix. Multipath parameters estimation with a reduced complexity unitary-SAGE algorithm. *European Transactions on Telecommunications*, 14:515–528, Jan. 2004. [Also available as TD(03)090].

[Tafl95] A. Taflove. *Computational Electrodynamics.* Artech House, Norwood, MA, USA, 1995.

[Taga97] T. Taga. Smart MUSIC algorithm for DOA estimation. *Elect. Lett.*, 33(3):190, 1997. [Also available as TD(01)001].

[TaLH02] R. Tahri, C. Letrou, and F. V. Hanna. A beam launching method for propagation modeling in multipath contexts. *Microwave and Optical Technology Lett.*, 35(1):6–10, Oct. 2002. [Also available as TD(02)031].

[TaSh96] F. Taga and H. Shimitahira. Proposal of the fast kernel MUSIC algorithm. *IEICE Trans. Fundamentals*, E79-A(8):1232, 1996. [Also available as TD(01)016].

[Teal01] P. D. Teal. *Real time characterisation of the mobile multipath channel.* PhD thesis, University of Sydney, Sydney, Australia, 2001.

[TFBN04] C. M. Tan, S. E. Foo, M. A. Beach, and A. R. Nix. Descriptions of dynamic single-, double-directional measurement campaigns at 5 GHz. TD-04-099, COST 273, June 2004.

[ThCo04] A. Thiry and F. Costen. On the implementation of the frequency-dependent alternating direction-implicit finite difference time domain method. In *Proc.*

IEE Sem. on Ultra Wideband Communications Technologies and System Design - Technical and Operational Development, London, UK, July 2004.

[ThLR04] R. Thomä, M. Landmann, and A. Richter. RIMAX a maximum likelihood framework for parameter estimation in multidimensional channel sounding. In *Proc. ICAP 2004 - 13th Int. Conf. on Antennas and Propagation*, Sendai, Japan, Aug. 2004. [Also available as TD(04)045].

[ThYo03] J. S. Thompson and S. K. Yong. A closed-form spatial fading correlation model for electromagnetic vector sensors. TD(03)106, COST 273, Paris, France, May 2003.

[TLAP02] C. M. Tan, M. Landmann, Richter A., L. Pesik, M. A. Beach, C. Schneider, R. S. Thomä, and Nix A. R. On the application of circular arrays in direction finding part II: Experimental evaluation on SAGE with different circular arrays. In *Proc. 1st Workshop COST 273 - Opportunities of the multidimensional propagation channel*, Espoo, Finland, May 2002.

[TLRT05a] R. Thomä, M. Landmann, A. Richter, and U. Trautwein. *Multidimensional High Resolution Channel Sounding, in Smart Antennas in Europe, State-of-the-Art.* EURASIP Book Series, 2005. [Also available as TD(03)198.]

[TLRT05b] R. Thomä, M. Landmann, A. Richter, and U. Trautwein. *Smart Antennas in Europe – State-of-the-Art.* chapter Multidimensional High-Resolution Channel Sounding. Hindawi, Sylvania, OH, USA, 2005. [Also available as TD-03-198.]

[TLST05] U. Trautwein, M. Landmann, G. Sommerkorn, and R. Thomä. System-oriented measurement and analysis of MIMO channels. T(05)063, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[TLVD01] R. P. Torres, S. Loredo, L. Valle, and M. Domingo. An accurate and efficient method based on ray-tracing for the prediction of local flat-fading statistics in picocell radio channels. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 19(2):170–178, Feb. 2001. [Also available as TD(01)014].

[ToBL98] S. A. Torrico, H. L. Bertoni, and R. H. Lang. Modelling tree effects on path loss in a residential environment. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 46:872–880, 1998.

[ToLa04] S. Torrico and R. Lang. Total attenuation through a two-dimensional trunk dominated forest. In *Proc. National URSI Meeting*, Boulder, CO, USA, Jan. 2004. [Also available as TD(04)105].

[TrLC04] D. Trappeniers, E. Van Lil, and A. Van de Capelle. Cylindrical and spherical obstacles in epics-GO. *Revue HF, Belgian J. of Electronics and Communications*, 2004(2):20, Apr. 2004. [Also available in extended version as TD(03)104].

[TrSi02] V. P. Tran and A. Sibille. Inter-sensor coupling and spatial correlation effects on the capacity of compact MIMO antennas. TD(02)128, COST273, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.

[TrSi03] V. P. Tran and A. Sibille. MIMO channel capacity and mutual coupling in circular arrays of monopoles. TD(03)099, COST273, Paris, France, Jan. 2003.

[TsHT04] H. Tsuchiya, K. Haneda, and J. Takada. UWB indoor double-directional channel sounding for understanding the microscopic propagation mechanisms. In *Proc. WPMC 2004 - Wireless Pers. Multimedia Commun.*, Padova, Italy, Sep. 2004. [Also available as TD(04)192].

[UlMF96] F. T. Ulaby, R. K. Moore, and A. K. Fung. *Matrix Computations.* Johns Hopkins, Baltimore, MD, USA, 1996.

[VeLC02a] J. Verhaevert, E. Van Lil, and A. Van de Capelle. Influence of coupling in antenna arrays on the SAGE algorithm. In *Proc. URSI -The XXVII URSI General Assembly*, Maastricht, The Netherlands, Aug. 2002. [Also available as TD(02)060].

[VeLC02b] J. Verhaevert, E. Van Lil, and A. Van de Capelle. Study and implementation of a uniform spherical distributed antenna array. In *Proc. URSI Commission F Open Symposium Radiowave Prop. Remote Sensing*, Garmisch-Partenkirchen, Germany, Feb. 2002. [Also available as TD(02)116].

[VeLC03a] J. Verhaevert, E. Van Lil, and A. Van de Capelle. Experimental and theoretical direction of arrival extraction with a mill's cross antenna array. In *Industry-Ready Innovative Research, 1st Flanders Engineering PhD Symp.*, Brussels, Belgium, Dec. 2003. [Also available as TD(03)158].

[VeLC03b] J. Verhaevert, E. Van Lil, and A. Van de Capelle. Extraction of source parameters from broadband measurements with the SAGE algorithm. *Revue HF, Belgian J. of Electronics and Communications*, 3:41–43, 2003. [Also available as TD(03)108].

[VeLC04a] J. Verhaevert, E. Van Lil, and A. Van de Capelle. Direction of arrival (DOA) parameter estimation with the SAGE algorithm. *Elsevier Journal on Signal Processing*, 84(3):619–629, Mar. 2004. [Also available as TD(02)020].

[VeLC04b] J. Verhaevert, E. Van Lil, and A. Van de Capelle. Verification of the BTD-SAGE algorithm with simulated and experimental data. TD(04)022, COST 273, Athens, Greece, Jan. 2004.

[VeLC05] J. Verhaevert, E. Van Lil, and A. Van de Capelle. Applications of the SAGE algorithm using a dodecahedral receiving antenna array. TD(05)013, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[VLSK03] J. Verhaevert, E. Van Lil, S. Semmelrodt, R. Kattenbach, and A. Van de Capelle. Analysis of the SAGE DOA parameter extraction sensitivity with 1.8 GHz indoor measurements. In *Proc. VTC 2003 Fall - IEEE 58th Vehicular Technology Conf.*, Orlando, FL, USA, Oct. 2003. [Also available as TD(03)035].

[WaCh95] R. L. Wagner and W. C. Chew. An analysis of Liao's absorbing boundary conditions. *J. Electromagn. Waves Applicat.*, 9:993–1009, 1995.

[WaHo03] A. Waern and P. Holm. Wave propagation over a forest edge parabolic equation modelling vs. GTD modelling. TD(03)169, COST273, Prague, Czech Republic, Sep. 2003.

[WAKE04] S. Wyne, P. Almers, J. Karedal, G. Ericsson, F. Tufvesson, and A. F. Molisch. Outdoor to indoor office MIMO measurements at 5.2GHz. In *Proc. VTC 2004 Fall - IEEE 60th Vehicular Technology Conf.*, Los Angeles, CA, USA, Sep. 2004. [Also available as TD(04)152].

[WHZL02] G. Woelfle, R. Hoppe, D. Zimmermann, and F. M. Landstorfer. Enhanced localization technique within urban and indoor environments based on accurate and fast propagation models. In *Proc. WIRELESS 2002 - Proc. 15th Int. Conf. on Wireless Commun.*, Florence, Italy, Feb. 2002. [Also available as TD(02)033].

[WLGB97] G. Woelfle, F. M. Landstorfer, R. Gahleitner, and E. Bonek. Extensions to the field strength prediction technique based on dominant paths between transmitter and receiver in indoor wireless communications. In *Proc. EPMCC 1997 - 2nd European Personal and Mobile Communications Conference*, Bonn, Germany, Sep. 1997.

[WoLa98] G.Woelfle and F. M. Landstorfer. Dominant paths for the field strength prediction. In *Proc. VTC 1998 - IEEE 48th Vehicular Technology Conf.*, Ottawa, Ontario, Canada, May 1998.

[WoZo00] K. T. Wong and M. D. Zoltowski. Closed-form direction finding and polarization estimation with arbitrarly spaced electromagnetic vector-sensors at unknown locations. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 48(5):671–681, May 2000.

[WWWW04] G. Woelfle, P. Wertz, R. Wahl, P. Wildbolz, and F. M. Landstorfer. Dominant path prediction model for indoor and urban scenarios. TD(04)205, COST 273, Duisburg, Germany, Sep. 2004.

[WZWH03] P. Wertz, D. Zimmermann, G. Woelfle, R. Hoppe, and F. M. Landstorfer. Hybrid ray optical models for the penetration of radio waves into enclosed spaces. In 120 REFERENCES *Proc. VTC 2003 Fall - IEEE 58th Vehicular Technology Conf.*, Orlando, FL, USA, Oct. 2003. [Also available as TD(03)177].

[XaVC03] D. M. Xavier, J. M. Venes, and L. M. Correia. Characterisation of signal penetration into buildings for GSM. In *Proc. ConfTele 2003 - 4th Conference on Telecommunications*, Aveiro, Portugal, June 2003. [Also available as TD(03)069].

[Yee66] K. S. Yee. Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, AP-14:302–307, May 1966.

[YiFS03] X. Yin, B. Fleury, and A. Stucki. Doppler estimation for channel sounding using switched multiple transmit and receive antennas. TD(03)026, COST 273, Paris, France, May 2003.

[YuCh03] C. Yuan and Z. Chen. On the modeling of conducting media with the unconditionally stable ADI-FDTD method. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 51-8:1929–1938, 2003.

[ZBLL04] D. Zimmermann, J. Baumann, M. Layh, F. M. Landstorfer, R. Hoppe, and G. Woelfle. Database correlation for positioning of mobile terminals in cellular networks using wave propagation models. In *Proc. VTC 2004 Fall - IEEE 60th Vehicular Technology Conf.*, Los Angeles, CA, USA, Sep. 2004. [Also available as TD(04)195].

[ZeTS04] R. Zetik, R. Thomä, and J. Sachs. Ultra-wideband real-time channel sounder and directional channel PArameter estimation. In *Proc. URSI 2004 - 18th Triennial Intl. Symp. On Electromagnetic Theory*, Pisa, Italy, May 2004. [Also available as TD(03)201].

[ZhCZ00] F. Zheng, Z. Chen, and J. Zhang. Toward the development of a three-dimensional unconditionally stable finite-difference time-domain method. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 48:1550–1558, 2000.

[ZVRK04] X. Zhao, P. Vainikainen, T. Rautiainen, and K. Kalliola. Path loss models for urban microcells at 5.3 GHz. TD(04)207, COST 273, Duisburg, Germany, Sep. 2004.

第 5 章　天线与分集：从窄带到超宽带

Pierre Degauque，Andrés Alayou Glazuuov，Alain Sibille，and Jörg Pamp

5.1　概述

这一章对天线提出了新的见解，包括分集技术和超宽带技术应用。非常重要的是：天线的性能同与它临近的媒介的电磁特性有很大的关系。这是手持设备天线的一个重点，比如，用户的手和身体对天线的辐射效率有很大的影响。发射模型的总发射功率和接收模型的总辐射灵敏度，共同为手持终端在当前环境下的行为提供了一种总体思路。但是，如 5.2 节所述，为了精确表征天线效率，考虑到通信信道中的多径结构，首先要引入并且定义平均有效增益和平均有效辐射功率作为一种性能系数。为此，测量技术必须引起重视。有两种技术必须深入研究：第一个是基于混响室的使用，多个反射重现理想的瑞利信道。第二，为了清晰演示，将发射天线置于暗室，允许调整天线辐射模式，然后用一个人体模型模拟用户的身体。当然，一个影响测试结果的主要因素是使用的人体模型的材料。另外，模型的手的位置，或者说拿着手持终端的方式，和手持终端天线与头的相对位置也很重要。这些测量问题的重复性和精确性在 COST 273 中引起广泛的讨论，重点在更新标准化测试技术。

天线分集很久以前就被提出来以对抗衰落，更重要的是作为一种利用多径传播的手段。但是，这种技术的效率很大程度上取决于天线之间的相关性，而在小小的手持终端设备实际的天线中这种相关性非常大。此外，用户的手可能会大大影响一个阵列元素（单个天线）的有效增益，从而更改每个元素（单个天线）的平均接受功率的统计特性。5.3 节详述了天线分集和极化分集的问题，以及应用到超宽带系统的可能。一种特殊的例子是考虑到 MIMO（多输入多输出）系统中的分集，既存在于发射端，也存在于接收端。通常情况下，这种容量计算的时候隐含假设虚拟阵列，理论上考虑到空间相关，但忽视了元素之间的相互耦合。但是，最近的研究论文表明了不能完全忽略不计这种耦合影响，这些论文的主要结果在 5.3 节的最后一部分。

在考虑超宽带系统的时候，一个天线设计的带宽限制就变得非常重要。事实上，它们的频率依赖特性扭曲了发射脉冲的形状，这就要求我们付出更多的努力去检测它。在 5.4 节中，我们给出了包含天线特性在内的超宽带无线电信道测量和模型的一种描述方法。

5.2 移动手机的天线性能评估

5.2.1 引言

手持设备的天线是为它们的最终目的服务的。通过设置用户设备满足系统要求，使空中无线通信成为可能。在 UMTS（通用移动通信系统）中，UE（用户设备）的性能不单单影响一个用户的 QoS（服务质量），也会影响这个蜂窝网络的质量。这样，与 2G 通信系统相比，UE 的性能在 3G 系统中占有更重要的地位。在 2G 系统中，恶劣的 UE 性能可能“仅仅”是掉线或者低覆盖率，当然手机功率消耗更高。

在参考文献［Glaz03］和［Glaz04b］中，市区户外条件下，UE 天线性能对 WCDMA-FDD（宽带码分多址接入-频分双工）下行覆盖/容量权衡的影响已经展开调查。图 5.1a 表明了用平均效率增益（Mean Effective Gain，MEG）表示的不同 UE 天线性能值下覆盖和容量曲线。不难看出天线性能下降 3dB 会导致将近 40% 的额外的基站、6dB 会导致需要额外一倍的基站来覆盖同样的服务区域。另外，基站固定波束智能天线和良好的 UE 的天线性能的联合应用可以使 WCDMA-FDD 系统提高容量或者扩大覆盖面，这一点在图 5.1b 中有所体现。

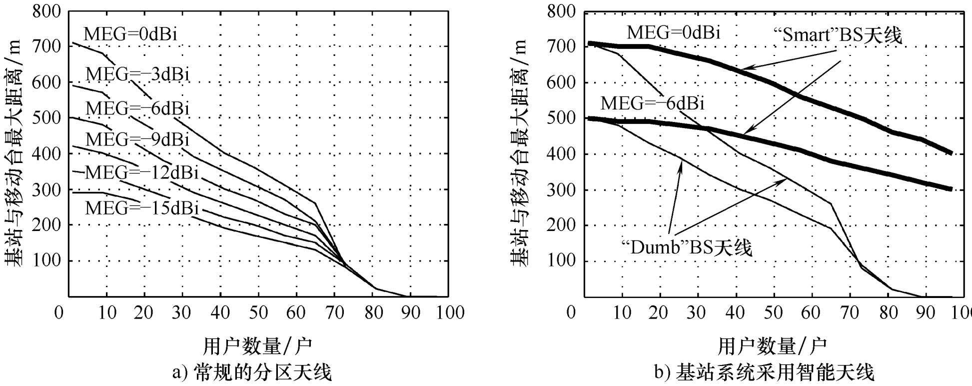


图 5.1 城市环境，3 小区蜂窝系统，采用不同的 UE MEG 值和不同的天线类型，语音用户数量和 UMTS-FDD 下行链路的最大覆盖距离的关系

本节讨论了蜂窝移动手机，包括天线性能的上行和下行测量，仅阐述了单天线设备，然而，一些一般性的结果也适用于多天线系统的移动手机。

其余部分组织如下：在 5.2.2 节中讨论了一些性能系数的定义，比如总的辐射功率（Total Radiated Power，TRP）和 MEG。5.2.3 节提出了不同测量方法的整体的概述。在 5.2.4 节中进一步集中在影响测量结果准确度的一些方面，例如用户的手、头或者身体、仿真的组织液（tissue-simulating liquids）、采样点数等。5.2.5 节考虑了不同的性能系数的比较，呈现了一些可选择的分析方法。在 5.2.6 节中提出了一些天线设计方面的东西和 SAR（吸收率）测量的技术。

最后，值得一提的是子工作组 2.2 对 3GPP 标准化机构提供了一些重要贡献（见参考文献［KrGl04］）。

5.2.2　性能系数

手机天线的性能，比如“身体损耗”，在进行蜂窝设计和对适当容量和覆盖设计的系统级网络仿真时必须预先考虑好链路预算。在实践当中，移动手机的天线性能比预计的值要低很多，比如 GSM 手机一般来讲可以低到 -15dB。另外，讨论平均效率增益（或者平均效率损耗）比天线增益减去“身体损耗”更为合理，这是因为在无线蜂窝通信系统中是多径传播而不是一个单径传播。因此，我们简单地引入分段下用于描述天线性能的不同方式，重点在两种主要的移动手机操作模式，也就是，移动手机的传播和操作模式。

1. 总的发射功率和总的发射灵敏度

总的发射功率（TRP）是天线在传播模式下的性能测量表现，也是使用 BS 的 MT 通信的基本功率。TRP 是直接评估在实验室条件下测量通过有效各向同性辐射功率（Effective Isotropic Radiated Power，EIRP）的手段，被定义为天线获得的增益倍数。用户的手（模型）或者是头的功率吸收效应（损耗）在测量当中也要被考虑到。TRP 与发射效率直接成比例。

在下行链路里，能使接收信号解码达到预定的 BER 或者 FER 性能的最小功率成为接收机灵敏度，它也会受天线的发射效率影响。有时接收机灵敏度也被称为总发射灵敏度，这也是在实验室条件下获得的。TRP 和 TRS 都没有考虑传输信道的影响。

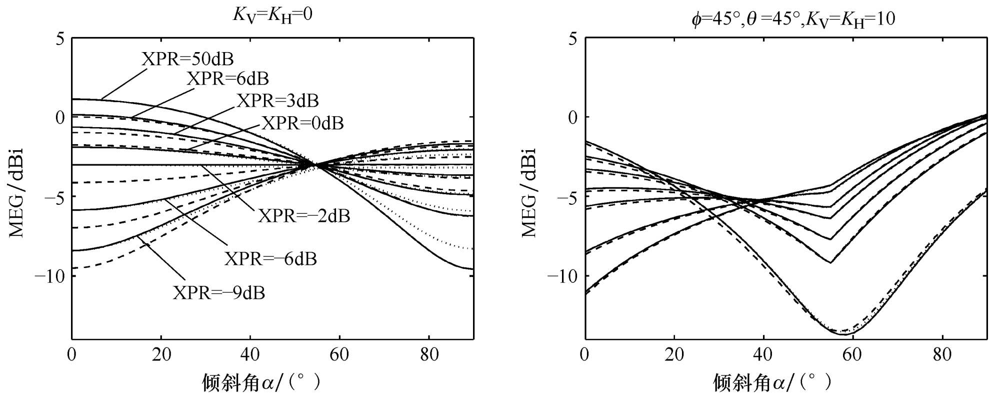
身体损耗（Body Loss，BoL）则定义为有人体模型时占开阔空间的 TRP（TRS）的测量值的比例。

2. 平均效率增益

如果要体现传输信道的影响，我们就得考虑天线的平均效率增益（MEG）。MEG 的定义是移动手机天线的发射（接收）功率占参考功率的比例。通常情况，把理想情况各向同性条件下测量得到的水平和垂直极化下总的可用功率之和作为参考。在参考文献［Taga90］中给出了不相关瑞利衰落下 MEG 的闭合方程。另一种方法是测量物理上可实现的天线性能，比如 $\lambda/2$ 偶极天线（见参考文献［OlS-98］）。

这样，MEG 考虑了射频传输波形通过无线信道，而信道则受到接收机周围的空间弥散效应、去极化作用和天线的增益方式等影响。和 TRP 一样，MEG 不仅正比于天线的发射效率，也受到入射波的角度能量分布和信道交叉极化率（Cross-Polarisation Ratio，XPR）的影响。XPR 是垂直和水平极化能量不平衡的度量，因此 MEG 很大程度上取决于真实传播环境的物理性能。

MEG 的定义在参考文献［Glaz04f］中给出了全面描述，包括莱斯衰落（通常视距条件下发生），瑞利衰落作为一种特殊情况。我们提出了一个闭合方程式和一些数值的例子。主要结论是 MEG 取决于到达的入射波的角度，且在莱斯信道的值远低于瑞利信道。图 5.2 表明了分别在莱斯信道和瑞利信道下，倾斜的 $\lambda/2$ 偶极子天线的 MEG 与倾斜角度的关系。



a) 瑞利信道,K=0　　b) 莱斯信道,K=10

图 5.2　瑞利信道和莱斯信道下，MEG 在不同的 XPR 下与倾斜角度的关系（方位角和仰角均为 45°）(见参考文献［Glaz04f］)

在参考文献［Glaz04c］中，瑞利信道下的 MEG 方程考虑到了信道传输的双向特性。这说明 MEG 一般来说不仅取决于接收天线的增益方式，也取决于发射天线的增益方式。提出的闭合方程包含了信道的极化路径增益矩阵，接收机和发射机周围联合的角度-能量分布（空间色散）都包括了传输信道的双向特性。同一论文中，引入了一种新的表示交叉极化差别（Cross Polarisation Discrimination，XPD）的参数。XPD 是对应信道的 XPR 而不是天线的（或者说手机的），换言之，XPD 是用来测量垂直或者水平极化的发射或者接收的功率不平衡的度量。用一个数值的例子可以进一步表明，如果水平极化比垂直极化高出 3dB，即 XPD 为 −3dB，实际上，基站天线 XPR 为 6dB 时，随着基站天线由垂直极化变到倾斜极化，MEG 的值介于 0 ~ 1.5dB 之间。事实上许多基站都设置了 ±45°的交叉极化天线，这意味着在水平极化上有更多功率。通常使用手机进行语音通话的时候，手机离用户的头部很近，从垂直方向算起平均倾斜超过 45°。这种情况下天线极化是有利于水平极化的。这样，更确切地评估 UE 手机天线在实际蜂窝网络的性能是可能的。

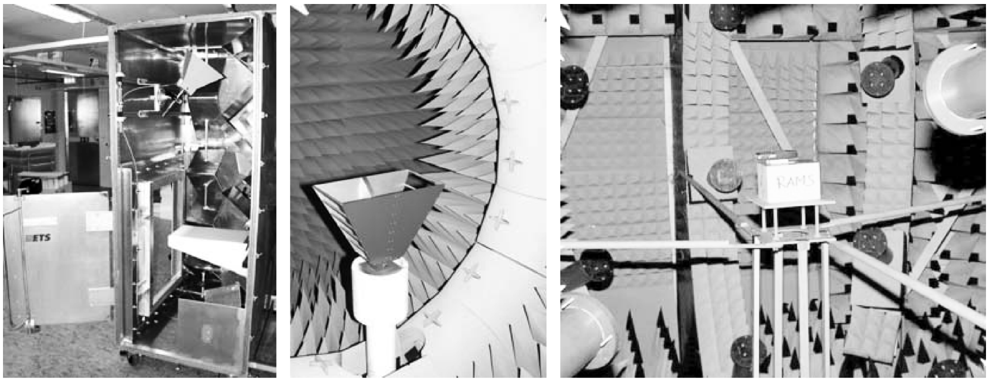
如前文所述，MEG 是效率的一个度量。然而，在实际应用中有效辐射功率往往更有价值。这种情况下可以用 EIRP 替代天线增益，可以用来平均有效辐射功率（Mean Effective Radiated Power，MERP）。MERP 考虑了实际物理传输信道，是对 TRP 概念的扩展。同样，考虑传输环境，我们也可以扩宽接收灵敏度的概念，这时可以使用 TRS 概念的扩展，即平均有效接收灵敏度（Mean Effective Radiated Sensitivity，MERS）(见参考文献［KrGl04］)。值得注意的是 TRP 和 TRS 实际是一个确定的值（严格地说，考虑到测量误差这样说并不正确），这意味着如果你测量了它们，可以确定这两个值不会再改变。另一方面，MEG、MERP 和 MERS 展现了更随机的特性，显然受到了无线传输信道的影响。

5.2.3　测量方法

1. 辐射性能测量

（1）混响室

混响室的提出是作为通信链路中移动手机的 TRP 测试的环境，特别模仿的是用户的头部。在图 5.3a 中显示的混响室，所谓的机械模式搅拌器确保了大量统计独立的腔室模型出现在室内。这样总的场分布很好地对应了多径环境。与传统的暗室相比，混响室是评估移动手机性能的优良选择。它的优点体现在尺寸小和较短的测试时间。参考文献［Kild02］提出的混响室大约有 $2m^2$ 大，包含了两个搅拌器。为了提高准确度，添加了平台和极化搅拌方法。结果表明在这个室内的移动手机的 TRP 测试结果的不确定性可以与暗室达到的相媲美。在参考文献［Mads04］中关于混响室的进一步工作中，证明了测量移动手机的绝对 TRP 时，900MHz 带宽时标准差只有 ±0.18dB，1800MHz 时只有 ±0.10dB，而测量时间只要 100s。结果证明减少测量时间会导致较大的标准差。此外，如果测量时间为 25s，1800MHz 下可以达到一个合理的结果 ±0.20dB。这个推荐的平台搅拌器仿真了快衰落效应，而且混响室还有层次地提供了类似的慢衰落环境。这就模拟了用户在移动时场的真实分布。



a) 混响室　　b) 环形多探头系统　　c) 球形多探头系统

图 5.3　混响室和多探头系统

理想的混响室提供了统计上各向同性的、统一分布式极化的环境。为了 MEG 和移动手机多样性测试，参考文献［Otte05］中提出了少数专门混响室的情况。这种特殊的测试室结合了混响室和暗室，在一个混响室内放置一个小的暗室。测试对象置于里面的暗室，通过小孔控制测试对象周围入射波的角度分布，这些小孔还可以控制入射波的极化性。混响室只作为穿过暗室小孔的瑞利衰落波形的来源。

（2）环形多探头系统

如图 5.3b 所示，另一种快速评估移动手机性能的方法使用了紧密的多探头阵列的测试天线，来同时测试 15 个角度的近场分布。测试时的设备（Device Under Test，DUT）只需要绕着垂直轴旋转，几分钟后就可以测出 800MHz ~ 6GHz 的全部的三维辐射

图案。为了评估给出的系统，分别测试空阔地带和使用手机谈话时手机靠近人体模型头部两种情况下正在工作的移动手机的 TRP 和辐射图案。把用压缩系统的测试结果和用类似的但是要大一些的 64 探头系统的测试结果放在一起比较。两者相同的地方证明了 45cm 的半径足够个人通信服务（Personal Communications Service，PCS）带宽测试，同时也是一个人体模型头部的大小。

（3）球形多探头系统

如图 5.3c 所示，参考文献［LOIV03］中引入了另一种小型天线的三维的场测试系统，它可以确定移动手机的辐射模式而不用旋转测试的手机。这种系统处理频率在 1.8GHz，可以同时测定半径为 1m 的球形表面 32 个位置复杂辐射场的两个正交极化特性。球形波扩展技术应用于定位 64 场取样的远场。天线模型的辐射场由当前的测试系统确定，而且与传统的测试结果吻合得很好。同样辐射场的角度可以使用角度检索网络和复制分析来替代 VNA 来确定。这样我们可以确定复杂的辐射特性，比如一个正在工作的移动手机，而不用给手机连线。

2. 受控的分散场测试

为了提供与室内移动信道相似的测试环境，参考文献［Glaz04e］中在测试环境中分散地放置了一些起皱的金属板。这样，不仅创造出了一个瑞利衰落的环境，而且 XPR 也被控制到某种程度。校准测量方法表明一个暗室适合做 900MHz 的分散场测试，有可接受的重复性。在非视距情况下，模拟了瑞利衰落，被柯尔莫哥洛夫-斯米尔诺夫拟合优度检验方法证实。该瑞利分布在大多数情况下接受 95% 显著水平假设。测试统计结果或者 XPR 的结果有显著的变化，在 6 个测试方案中变化范围在 ±1.5dB 内。这些板的主要作用是通过控制反射的数量使衰落更加恶劣。当这些金属板放在发射机周围，使其周围有统一的功率分布，就 XPR 来说没有显著的变化。大多情况统计特性仍为瑞利分布。“身体损失”的测量使用了 13 种不同的移动手机，使用了两个正常接收天线的倾斜角（0°和 55°）。DUT（接受测试设备）放在了人体模型的左边。对所有被测试的手机来说，对应 $\lambda/2$ 偶极子天线的 MEG 和 SFMG 很相似，在 0°和 55°测试中变化范围分别是 −5.2 ~ −10.9dB 和 −4.4 ~ −8.1dB。和预期的一样，55°条件下测量得到的“身体损失”比 0°的平均低 1dB。

3. 语音模式下移动手机的辐射测试

（1）GSM 手机

参考文献［Knud01］中使用标准双频段 GSM 测试球形技术。上行链路和下行链路的测试都在空阔地带。一个 GSM 测试者习惯于用上行链路测试发射功率。对下行链路来说，使用的是手机向测试者报回的 RX 水平。GSM 中规定了 64 个 RX 水平与接收信号的强度映射。测试时通过计算链路损失上行链路和下行链路都已经被校准，包括电缆、开关、连接器的损失，探头天线的增益和开阔地带的传播损耗。证实校准的是一个使用单线连接的手机测试。ETSI 规范通过测试报回的 RX 水平，提高下行链路的准确度，使用其校准测试的 10 个 GSM 手机的商用频段上的下行链路数据。作为发射功率的反应，在 GSM900 和 GSM1800 的带宽的中心信道上，在空中接口测量 RX 水平。可以观察到一个相当大的区别，尽管实际上所有移动手机在球形位置 RX 水平当作发射功率来

测量。

这样，GSM 测试者得到的发射功率的测试值与 RX 水平曲线相关，在特殊方向上取决于手机天线的增益。但是，对同一手机天线，报回的 RX 水平间的相关依赖性对天线增益来说是独立的。报回的 RX 水平的绝对精确值可以通过射频连接器测量，但是这种连接器不适合所有手机应用。或者，通过进行 BER 相关敏感度测试，RX 水平曲线可以与手机的接收灵敏度连接起来。在 GSM 中，规定的 2.0% 的Ⅱ级 BER 参考敏感度，对 GSM900 和 GSM1800 来说都比 -102dBm 要好。通过寻找 2.0% 的Ⅱ级 BER 的敏感度和寻找手机报回的 RX 水平，可以得到一个参考敏感度和 RX 水平的直接关系。

（2）UMTS 手机

参考文献［ChRo04］中给出了 3G UMTS FDD 的测试过程。测试中包括一个暗室、一个 B 节点仿真器（通信测试者）、一根双重极化特性的天线、一个定位器（指针）和 C 程序远程控制各个部分。测试包括远场的双极化特性的移动手机天线的上行和下行链路。允许 TRP、TRS 和 MEG 的估算。依从 UMTS FDD 模式，测试过程基于通信测试者和参考测试信道（Reference Measurement Channel，RMC）下的 DUT 的联系（见参考文献［3GPP03］）。只考虑语音应用，使用的是 12.2kbit/s RMC。上行链路中，最大功率是通过不断地向手机发送上传命令实现的。另一方面，下行链路的测量是基于接收到的公共导频信道（Common Pilot Channel，CPCH）接收信号码功率（Received Signal Code Power，RSCP）和 BER 测试。为了评估上行链路的性能，在两个极化特性下对移动手机的辐射模式进行测试，严密的校准提供了由集合单位球半径上的 EIRP 获得的 TRP。而对下行链路的性能测试，必须要确定达到 BER 目标的移动手机所需的功率。为了得到有效的测试程序，不能考虑大范围的 BS 发射功率。

一个重要的过程是初始化程序，允许执行需要的参考测量值，这些测量值将应用于下行链路的核心测试，就是说，获得一个 BER 需要的发送功率的精确值等于使用二分法得到的 BER 目标（所谓的 PtRef)(见参考文献［ChRo04］)，二分法需要的时间比功率全部扫描的时间少得多。然后计算了参考的接收功率（所谓的 RSCPre)。参考测试允许测试那些参考位置（第一个，第一极化）与其他任何位置/极化性之间的变量。为了提高测试的可重复性，参考测试在给出的最大 CPICH RSCP 的位置上测试。然后对手机的每个位置/极化性，接收功率变量（UE）的计算是从 RSCPre 减去给定位置（RSCPn）下的 CPICH RSCP 的值（报回的 CPICH RSCP 不是一个值而是 1dB 的范围)。然后将这个范围加到通信测试者的输出发送功率。这样 UE 的接收功率和 BER 值保持连续。实际的实验表明，因为 CPICH RSCP 的范围限制和 BER 的不稳定，测试时这些值不会总是在限制 P_{target} 定义的范围内。目标功率区域的调整，使得功率关联到 1% 的误码率在它的限制范围内。然后 P_{target} 区域的中间的值返回，假设有 ±0.5dB 的准确度，测试手机达到 BER 所需要的功率就知道了。在接收灵敏度测试过程中，围绕 DUT 的球上的每一个位置都要扫描到，所有这些位置的 RSCP（UE 接收功率）都要记录。如果完成了一个循环，指针则移向测试得到最强 RSCP 值的位置上。B 点的发射功率每次降低 0.1dB，直到连接中断。从这里可以得到 RSCP 的线性，同时也决定了 UE 的最小接收功率。最后，在校准过程中，测试系统的功率水平使用在欧洲 3G 带宽（1920～2170MHz）已知增益

的参考天线校准。

4. 偏离降低技术的有效范围

参考文献［IdYI01］中考虑了在小天线测试中降低测试设备漂移错误的全阻抗转变方法的效果。另外，参考文献［ITTO03］中研究了敏感度测试输入阻抗因为测试设备的偏离产生的反射角系数的波动。涉及 AUT（测试天线）反射系数的绝对值和反射系数的相位角的派生物被计算和使用作为敏感度的度量。这样，短线调谐器的使用被证明是降低偏离敏感度的非常有效的方法，尤其是对于电力的小天线的测试。阻抗转化器的使用大大降低了敏感度，这样在使用较大输入阻抗的电力的小天线测试中它非常有用。这个方法对降低输入电阻上反射系数的幅度波动和相位角度波动非常有效。

5.2.4　影响测试准确度的因素

手机性能测试是一项复杂的工作，包括几个过程，每一个过程都是潜在的导致测试不稳定的原因。这一节我们阐述其中的部分原因。主要重点是用户的身体造成的影响，包括头和手，或者人体模型的其他仿真部分。也给出了一个估计它们影响的最常见的方法。结果还指出了辐射模式的抽样网格和密度，同一频率带宽的不同信道，参考天线和波的传播（适用于 MEG）。最后，给出了全面测试和可重复性的一般性分析。

1. 头部、手和身体

手机天线性能测试的一个重要部分是人身体的模型，即所谓的人体模型。人体模型模拟终端用户的手机天线辐射特性的真实效果。它的基本结构是用来模拟人体组织的电学特性和用户身体的物理性状。手机天线测试时的人体模型，提出如下 3 个问题：

1）人体模型仿真真实人体的效果有多好？

2）在天线测试过程中需要一个标准人体模型吗？

3）3G UE 和更进一步的话，需要一个新的人体模型或者测试位置吗？

（1）人体模型和真实人体对 η 和 MEG 的影响的相关性的量化

在参考文献［Boyl02a］和［Boyl03］中，分别在 DCS1800 和 GSM900 频段下估计几种商业双频移动手机的效率和 MEG。测试的时候使用了真人和人体模型的头和手。研究中使用的人体模型是 Schmid & Partner 工程 AG（Schmid & Partner Engineering AG，SPEAG）通用的头部模型。所有的测试频段安排在这样的频段：GSM 0.88 ~ 0.96GHz、数字蜂窝系统 1.71 ~ 1.88GHz。特别注意的是牵扯到的不同损耗原因，比如偏差和空间滤波，以及不同身体部分造成的损耗。三维辐射模式整合的测试方法基于用户和手机周围的快速近场测试。报回的 MEG 值是平均 XPR 7dB 的 7 条不同的传播环境的平均值。总的来说如果使用志愿者，不同手机/天线类型的效率和 MEG 的测试会更准确些。进一步，在 GSM 和 DCS 带宽使用 15 个用户时，这两个参数的平均值会集中在 1dB 内，而标准差集中在 2dB 内。图 5.4 表明了典型的收敛性。使用人体模型也可以测量效率和 MEG。但是，损失的量取决于手的位置，所以人体模型中手的位置很重要。为了让这个结果更具有代表性，人体模型的手应该放在一些与真实应用相像的典型位置。但是，拿起手机的方式某种程度上说与手机的机械设计有关系。这样就很难设计出一种适合所有手机的人体模型的手的位置。在 DCS 中，用户的存在不会明显地影响频率平均偏差。

但在 GSM 中，用户的存在对频率平均偏差会有很大的影响。进一步，对一些频率来讲匹配得非常糟糕，反射系数大于 0.7。另外，头和手被视为是耦合系统，所以在 DCS 中，损耗会比独立的手和头的附加损耗更大。在 GSM 中这种损耗似乎比较广泛。许多情况下头和手的损耗近似相等（多少受手机类型的影响）。对所有测试的商业手机，身体的出现造成总的效率下降。

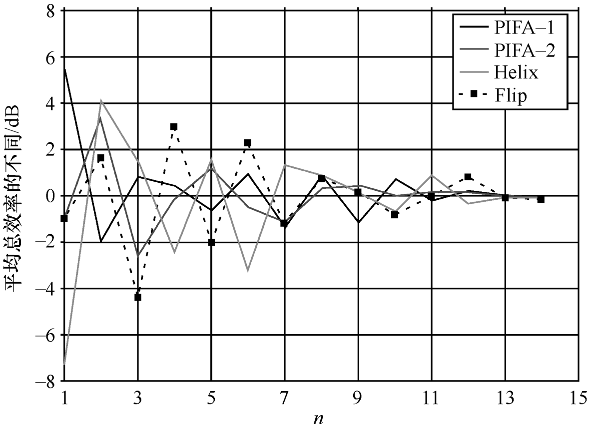


图 5.4　DCS1800 平均总效率与用户数量的平均关系

对 GSM 来说平均效率是 −12.8dB（人体模型的是 −11.3dB），对 DCS 来说平均效率是 −11.1dB（使用人体模型是 −10.0dB）。平均人体损耗在 GSM 和 DCS 下分别为 11.1dB（使用人体模型是 9.7dB）和 8.3dB（使用人体模型是 7.1dB）。很明显，平均来说，人体模型是人体的一个很好的替代，但是略微地低估了人身体造成的损耗。手机的平均 MEG 比平均效率低。DCS 情况下平均 MEG 是 −14.6dB（比平均效率低了 3.5dB）。GSM 情况下，平均 MEG 也是 −14.6dB（比平均效率低了 1.8dB）。

在 GSM 情况下，如果考虑带宽内的所有频率平均，预期的 MEG 应该会稍微低一点（效率也是这种情况）。这部分降低的主要原因是手机使用时主要都是水平极化特性和辐射有时候不能支持传播路径。不同的手机/天线类型有着不同的损耗特性。使用螺旋天线的手机与头部就损耗和偏离来说有着最大的相互影响。当天线的近场比与手机印制电路板（Printed Circuit Board，PCB）有联系的场，这种情况尤其在 DCS1800 下更明显。但是，对一些方面进行补偿可以在一定程度上降低相互的影响。“flip”手机与手的影响最大，因为有很大可能手掌完全覆盖了手机。同样的，不算手机印制电路板提供的屏蔽，这类手机似乎没有特别低的头部损耗。但是，它有良好的 MEG 性能，尤其是在 DCS1800 下。手机测试中的一项，基于 PIFA 的手机就全身体损耗来说表现最好。基于 PIFA 的手机表现出相比较而言较大的手的损耗，但是，很重要的是头部损耗很小。因为高水平的辐射，它在 DCS1800 下的 MEG 表现不好。使用这种测量方法，所有的商业手机测试结果都没有大的差别，所有手机的 MEG 都在 3.3dB 偏差范围内。在测试中基于 PIFA 的手机表现出最好的总体性能。这种手机是唯一一种所有用户两手都可以获得良好匹配的手机。这种特性会带来更好的无线电性能。

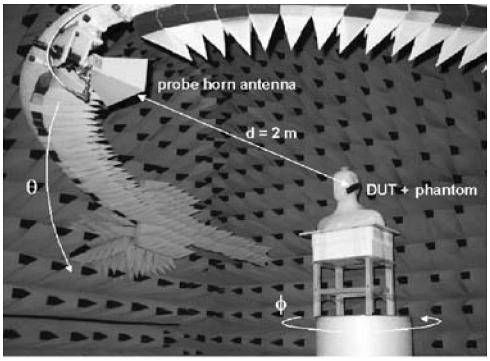
（2）人体模型头部说明和它对天线性能的影响

前面的章节阐述了人体模型可以非常准确地用来在天线测试中呈现人体的特性。现在讨论人体模型的几个方面，包括研究不同的人体模型的类型和形状。在 SAR 测试中使用的是特殊拟人人体模型作为标准模型（见参考文献［CENE01］）。为了增加 SAR 的协调性，SAM 作为手机天线性能测试的标准模型。但是，值得讨论的是 SAM 是否包括

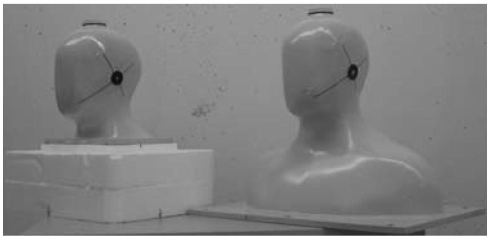
肩部。另一点值得讨论的是其他一些典型的人体模型能否作为标准 SAM 来替代使用？此外，重要的是用来填充人体模型的脑组织液会造成什么影响？在 SAR 测试中不同的频率带宽使用了不同的液体，但是在天线测试中是否也需要这样做仍然不确定。

（3）肩部对 TRP 的影响

参考文献［Krog02a］中比较了使用人体模型头部和与其相似的但包括肩部的人体模型的天线测试的结果。实验在一个暗室中进行，使用了 3 个工作中的 GSM 手机和远场三维球面扫描系统，结果在图 5.5a 中显示。手机测试在 GSM900 和 DCS1800 MT-TX 带宽的中间信道进行。1 号人体模型是 SPEAG 通用躯干模型 V3.5（头加肩部），2 号人体模型是通用人体头部模型 V3.5，如图 5.5b 所示。在参考文献［CENE01］中定义的过去的测试位置是脸颊的左面。手机用带子固定在人体模型上。两个人体模型都有一个 2mm 厚的橡胶垫片模拟用户的耳朵。在 TRP 中人体模型头部和头部加肩部结果的最大区别是 ±0.2dB（在 GSM900）和 +0.3/−0.1dB（在 GSM1800）。没能明显观察出这两种模型哪一种有更高的 TRP 值。与 2 号人体模型相比（仅有头部），1 号人体模型峰值增益和指向特性高出 1 ~ 2dB。从大方面来说两辐射图形没有明显的区别，在辐射图形细节上有一些差别，通常发生在较大的仰角下（$\theta > 140°$）。



a) 三维图样测试中使用的是球形扫描系统



b) SPEAG通用头部模型和躯干模型
左边：2号人体模型
右边：1号人体模型

图 5.5　测试中使用的球形扫描系统和 SPEAC 通用头部模型

参考文献［ChKn04］中，使用测试三维辐射模型研究了两种 GSM 手机对人体模型肩部的影响，分别为内置天线的直板手机和外置天线的翻盖手机。这个手机测试第一次使用了 SAM 头部模型，然后使用 SAM 躯干模型。手机放在脸颊左面的位置进行测试，只在手机的最低和最高的带宽（直板手机 GSM 850/1900 和翻盖手机 GSM 900/1900）测试。每个带宽测试了 3 个信道，这两个手机的 TRP 在使用不同的人体模型时的最大变化是 −0.1 ~ 0.4dB。

（4）不同人体模型头部类型对 TRP 和 TRS 的影响

参考文献［Krog02b］中给出了 SPEAG 通用人体模型头部和微波顾问有限公司（MCL）SAM 头部的实验结果比较。比较两种模型的实验结果，在 GSM900MHz 下 TRS 的不同最大为 1.2dB，TRP 最大为 1dB。在 1800MHz 下 TRS 的为 1.4dB，TRP 的为 0.4dB。

在仿真研究中，同样是参考文献［Krog02b］中，使用两种不同的手机模型（内置天线和外置天线手机模型）和3种不同的头部模型进行仿真（只有其中2个适用于外置天线模型）。这些头部模型在形状和尺寸上明显不同。头部模型的平均效率水平大概在40%范围内，效率的最大不同值在10%内。参考文献［Krog02b］中研究了使用仿真组织液和实心的头部模型效率测试结果的不同。实心头部模型和填充仿真组织液头部模型的效率的最大不同为1.5dB。不仅是材料，头部模型的形状也是不同的。

（5）不同的头部模型对MEG的影响

不同的头部形状对MEG的影响应该比对TRP的影响要大，因为MEG也要考虑到辐射模式和极化性的影响。为了研究这个，λ/2偶极子天线相关的MEG测试了4个被动模式的双频手机：3个GSM手机和1个AMPS手机（见参考文献［Glaz04a］）。考虑两种人体模型，在900MHz和1800MHz下使用5L仿真SAR组织液的Schmid & Partner V3.5头部模型，和使用1.44g/L浓度的盐水22.2L填充的Schmid & Partner V2.2人体模型（头部加肩部）。在测试室里根据“特里亚散射场测量方法”（见参考文献［OlLa98］）结合虚拟散射进行测试（见参考文献［Glaz04e］）。为了保证测试的数量在一个合理的水平上，每一个带宽只选择高、中、低3个频率。结果显示测量的两种模型的身体损失的平均不同很小（约0.3dB）。另一方面，不同手机的最高和最低损失的值最大为4dB。

（6）不同实验室和人体模型间的头部损失的比较

在奥尔堡（丹麦城市）（SMP AAL）使用西门子移动手机获得的头部损失的平均值（即开阔地带测得的功率减去使用人体模型进行谈话时测得的功率）在表5.1中所示（见参考文献［ChKn04］）。同一个表中，也显示了奥尔堡大学使用同样研究方法得到的研究结果（见参考文献［PeNi02］，［Krog02b］）和诺基亚RC（见参考文献［Krog02a］）。在诺基亚RC中，采用的人体模型是SPEAG头部模型V3.5。AUU的测试SPEAG头部模型和MCL SAM头部模型均有使用，它们的结果是两个结果的平均值。SMP AAL的TRP测试结果包括了支架的影响，使用支架得到的值比不使用支架高了约1dB。如果使用预期考虑的附加损失修正SMP AAL的结果，得到的结果与NRC获得的结果相符得很好（圆括号里的是修正后的SMP AAL的结果）。900MHz带宽下SMP AAL和诺基亚RC的头部损失的平均值（修正后）和AAU结果有将近1dB的不同。1800MHz带宽下的不同有0.3dB。注意到不同的测试手机在3个实验室使用。最终，在测试中忽略人体模型肩部的影响似乎比较合理，因为它对850~2000MHz带宽下移动手机的TRP结果影响不大。造成的TRP不同范围在0.5dB内。而对MEG的影响，有时就比较大。同样，SPEAG头部模型和MCL SAM头部模型间的比较表明TRP的不同不是很大，但是比肩部造成的影响要大。这样，推荐使用SAM头部模型来降低总的测试的不确定性，也能提高SAR测试的统一性。

（7）使用不同身体设定的人体模型的TRP测试

对于那些可以支持互联网和视频应用的移动手机，必须使用新的用户人体模型设定来评估用户对天线性能的影响（近场耦合和阴影）。参考文献［Krog02b］中调查了一些新安装的人体模型的设定。在GSM900下（62信道）和GSM1800下（698信道）使用

表 5.1　不同实验室的基于 TRP 测试得到的头部模型损失平均值

（SMP AAL（见参考文献［ChKn04］中使用了手机支架进行测试）

（单位：dB）

系　统	SMP AAL	诺基亚 RC	UNI ALL
GSM850	5.1（6.1）	—	—
EGSM900	4.1（5.1）	5	4.2
GSM1800	1.3（2.3）	2	2.6
PCS1900	1.3（2.3）	—	—

不同的人体模型投影设备测试了 6 部工作中的 GSM 手机。6 部商业手机在 GSM900 下（62 信道）和 GSM1800 下（698 信道）也是用不同的人体模型投影设备进行测试。测得的 TRP 结果在表 5.2 内。人体模型的手被排除在整体设备之外，除非在所谓的浏览的位置，此时用人体模型的手臂模仿用户的手。一些测试设备标有“显示离开模型”，指的是测试的天线直接对着身体。事实上，这些都是非预期的使用情况，代表了最坏的情况。在许多人体模型的设备测试中，身体损耗比传统的谈话时的损失略大。但这里传统的通话位置并不包括用户手的影响。在一些设定下 MEG 预期要相对地低一些，尤其是在腰的位置，此时 DUT 是水平方向的。在 900MHz 就 TRP 来说表现最好和最坏的手机之间的范围比传统通话位置和开阔地带的要大一些。1800MHz 下表现最好和最坏的手机间的不同并不是那么大，与人体模型的设定有关。对 6 个测试的 GSM 手机来说，通话位置人体模型头部造成的身体损失的平均值在 900MHz 下约为 5dB，1800MHz 下约为 2dB。

表 5.2　参考文献［Krog02b］中使用不同身体设定的人体模型测试得到的 TRP 平均值

测试描述			GSM900	GSM1800
设定	被测设备位置	被测设备方向	TRP/dBm	TRP/dBm
模型头部	耳朵	左侧脸颊位置	25.6	24.8
模型头部	耳朵	右侧脸颊位置	25.8	24.8
模型身体	胸部	垂直入射方向	25.8	25.2
模型身体	胸部	垂直出射方向	24.8	24.0
模型身体	腰	水平出射方向	22.8	23.6
盒子		浏览位置	24.3	23.7
盒子		垂直	22.0	22.8
空间位置		垂直	30.6	26.8

（8）仿真的组织液对 TRP 的影响

参考文献［Krog02a］中研究了用来填充人体模型的组织液的电学参数对测试的影响。1 号液体是根据配方配的以糖为基础的模拟液体，准备用来做 1800MHz 的 SAR 测

试（见参考文献［Schm99］）。2 号液体和 1 号液体相似，但用来做 900MHz 的测试。表 5.3 给出了 1 号液体和 2 号液体的电学参数。使用 SPEGA 通用人体头部模型（见图 5.5b）来测试液体特性的影响。人体模型先填充 1 号液体，然后是 2 号液体，这样测试在“正确”和“错误”的带宽进行。3 个 DUT（在两个带宽）下不同液体的 TRP 的最大不同（峰峰值）很小，为 +0.2/-0.1dB。这与测量值的重复值很接近。峰值增益和方向性的不同也很小，这两个液体的辐射图案的形状也很相近（见参考文献［Krog02a］）。参考文献［Krog05b］中对一些简化的手机天线模型（使用了 SAM 头部模型）使用 FDTD 仿真，进一步研究了液体特性的影响。仿真结果与测试结果比较匹配。但是，仿真结果还显示了使用不标准液体（比如简单的盐水）可能会导致 TRP 误差 1dB 或者更多，尤其是在 900MHz 下。简单的盐水可能适用于天线 R&D 测试，但是不推荐用它来做标准测试。可以得出总结在人体模型内的仿真组织液不需要随不同的频率而改变。例如，一种液体在 900MHz 和 1800MHz 下都可以使用得很好。但对 SAR 测试来说是另一种情况，因为仿真组织液的电学参数（尤其是电导率）相比较而言对 SAR 测试和总的测试不确定性的影响更大些。这也是为什么在测试标准中使用指定的液体配方（见参考文献［IEEE03］）。这些结果主要是对人体模型头部来说的，而对人体模型的手来说材料的电学特性需要比头部模型更精确。

表 5.3　脑仿真组织液体 1 号和 2 号的电学特性

（圆括号里的值是目标值）（见参考文献［Krog02a］）

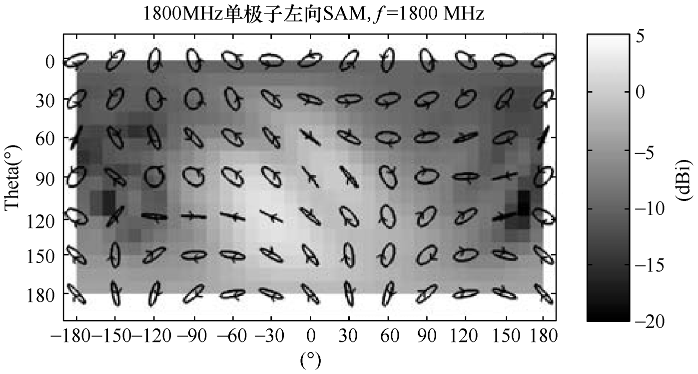
		900MHz		1800MHz
	ε_r'	σ_{eff}/(S/m)	ε_r'	σ_{eff}/(S/m)
1 号液体	48.2	0.7	40.9（41）	1.7（1.65）
2 号液体	39.7（42.5）	0.8（0.85）	31.0	1.6

（9）模型头部的两边对 η、MEG 和极化状态的影响

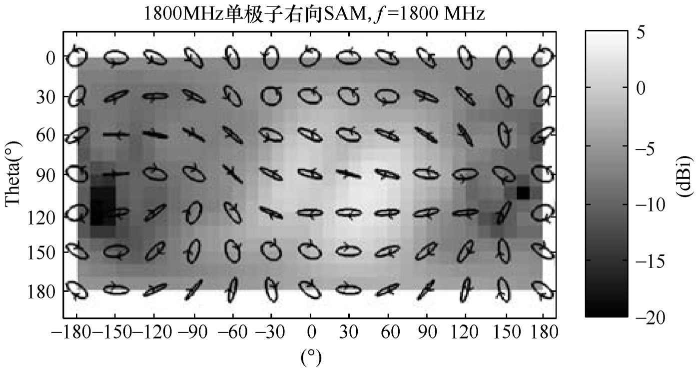
参考文献［Krog02b］中可以看到位于通话位置的人体模型头部的左边比右边造成 TRP 的不同通常要小，但是 MEG 的情况却不是如此。参考文献［KSLK02］中在 1800MHz 下对人体模型头部的左边和右边进行一个天线测试（一个工作状态的手机），从测试得到的三维辐射图案计算出的 MEG 的不同最大有 4.5dB。为了进一步研究这种效果，对简化的手机天线模型（使用 SAM 人体头部模型）进行 FDTD 仿真（见参考文献［Krog05a］）。在 MEG 计算中得到模型的 XPR 是 14dB。对这 4 个测试情况，1800MHz 下人体模型头部左边和右边的 MEG 的最大不同约为 2dB，效率的最大不同为 0.5dB。最大的 MEG 不同发现于移动手机的金属盒子模型的底部（对一个单极模型）。很明显，一个具有更复杂极化特性的手机模型，如图 5.6 所示会导致更大的 MEG 不同，和参考文献［KSLK02］中的天线测试一样。这样如果 MEG 被用于表示性能测试，头部模型两边的测试看上去是必需的。

（10）头部的影响和手机 MEG 的定位

用户通话时不会把手机一直放在一个位置。为了研究头部移动对 MEG 估计的影响，两种数字手机模型放于一个介质不均匀的头部旁边，采用 FDTD（时间域有限差分）方



a) SAM头部左边的AUT



b) SAM头部右边的AUT

图 5.6　1800MHz 通用的手机（在一个金属盒子上的单极天线）使用 SAM 头部模型的仿真辐射图案和极化椭圆（见参考文献［Krog05a］）

法测试。在表 5.4 中标为 T_1，T_2（见参考文献［CoDW03］）。这个手机-头部模型系统围绕 x 轴和 y 轴进行大角度的转动，如图 5.7a 所示。然后计算所有这些位置的 MEG。考虑 5 个环境模型，如图 5.7b 所示：各向同性的模型；有垂直极化接收天线（VP）或者交叉极化接收天线（XP）的，城市地区同样使用垂直极化接收天线（VP）和交叉极化接收天线（XP）。对城市地区来说考虑用双指数函数来定义角度分布，农村地区模型使用经典的高斯分布。使用 VP 天线的模型其 XPR 是 20dB，而使用 XP 天线模型其 XPR 固定在 0dB。结果表明不同位置下 MEG 的变化很明显。一个大的移动（90°的转角）可以使 MEG 的变化高于 10dB。小一点且更现实一点的头部转动（±20°）仍然可以造成 MEG 的变化大于 4dB，见表 5.4。把这个与 1.4dB 的环境变化相比，采用传统的设置（头部竖直和头部与垂直线为 55°）。这样，为了提供用 MEG 表示的实际的通信性能，应该考虑几个手机位置。但这一点并不意味着需要更多的测试，因为辐射图案可以用后处理移动。

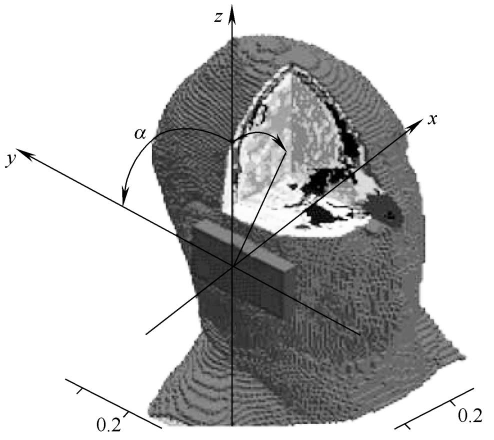
（11）人体模型手的定义和手部模型的影响

多数情况下，用户的手造成了最大的身体损耗，这样选择一个有代表性的手部模型成为关键。但是因为手的自由度非常高，所以这种选择非常复杂。

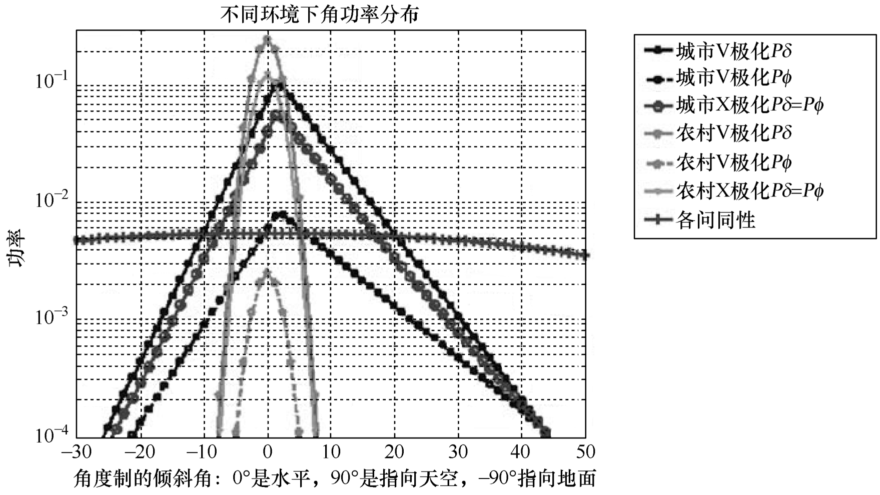
表 5.4　对两个商业手机模型在不同环境下测试，头部模型围绕 *x* 轴和 *y* 轴进行小范围的转动（±20°）的最大 MEG 变化（见参考文献［CoDW03］）

（单位：dB）

旋转轴	T_1			T_2		
	900MHz	1750MHz	1950MHz	900MHz	1750MHz	1950MHz
x	−0.1	0.7	−0.3	1.0	1.5	0.3
y	−0.3	0.4	−0.6	0.8	1.5	0.2



a) 手机–头部模型的移动说明



b) MEG计算的环境模型

图 5.7　手机-头部模型的移动说明和 MEG 计算的环境模型（V 代表考虑垂直极化的接收天线，X 代表考虑交叉极化的接收天线）（见参考文献［CoDW03］）

参考文献［CoDW04］和［CDWC04b］中展现了手的位置的统计研究和手部模型带来

的后续影响。为了获得语音应用下手的典型位置，27 名志愿者参加了这个非正式调查。一个长 100mm，宽 40mm 的网格图画在商业直板手机的背后，如图 5.8a 所示，而一个长 150mm（70 + 80），宽 40mm 的网格画在商业翻盖手机的背后，如图 5.8b 所示。每一格的大小是 10mm × 10mm。网格的整体尺寸是用来代表 2003 年提出的欧洲商业手机。

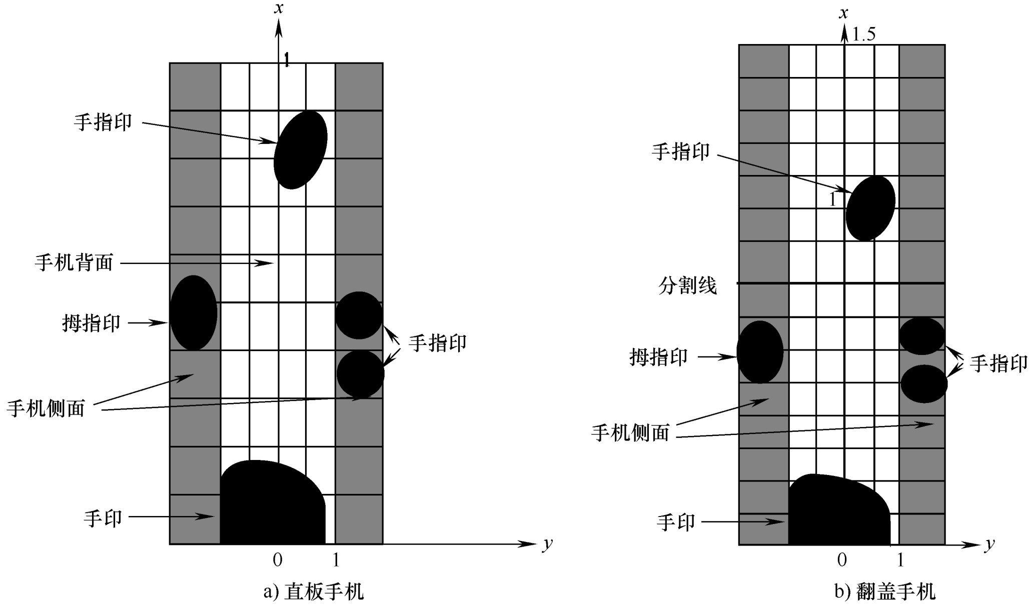


图 5.8　对不同类型手机的手持位置估计网格（见参考文献［CoDW03］，［CoDW04］）

这个调查显示大部分人都用同样的方式拿手机，用 3 个手指抓住手机，用第四根手指试图开上面的盖。手指和手掌的位置参数化如下：

1）手指暗色 x 轴的位置，代表量化的手指接触背面的高度。

2）手指暗色 y 轴的位置，代表手指接触背面距中心的偏离。

3）手指暗色部分的大小，代表手指覆盖手机的面积大小。

4）拇指的位置量化了拇指的高度。

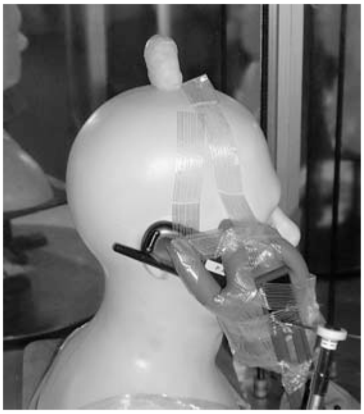
5）手指侧面位置，量化了手指接触手机侧面的高度。

表 5.5 总结了结果，应和图 5.8 结合起来看。

表 5.5　直板手机和翻盖手机的手部位置统计特性（见参考文献［CoDW04］）

手的位置	1	2	3	4	5
直板手机					
均值	0.8	0.4	2.6	0.6	0.5
标准差	0.1	0.3	1.8	0.2	0.2
翻盖手机					
均值	0.9	0.4	2.6	0.7	0.6
标准差	0.2	0.3	1.8	0.2	0.2

在“浏览位置”，用户会用拇指接触键盘。这样，手通常会在中间位置覆盖手机背面的大部分。沿着这一思路，TRP和MEG在典型通话和浏览位置进行估计，如图5.9所示。这些测试中使用的人体手部模型采用有弹性的材料制作，目的是可以适应每一个手机。用SAR测试用过的仿真组织液填充这个“手”（见参考文献［CENE01］）。在最早的研究中（见参考文献［CoDW04］），对12个不同的手机在混响室进行TRP测试。在第二个研究中（见参考文献［CDWC04b］），计算了两个手机的MEG，用一个暗室测试出三维辐射图案。



a) 通话位置

b) 浏览位置

图5.9　手机位置估计（见参考文献［CoDW04］）

第一个测试的结果在表5.6中显示，表明1800MHz下通话位置的手部损耗比900MHz下的高出1~2dB，和头部损耗正好相反。可以解释这点的事实是因为当前商业手机的大小-波长比值（10cm长），900MHz下的辐射图案没有方向性，而1800MHz下的辐射图案有方向性。可以预计的是对3G手机来说，手部损失也会是主要问题，且会成为相关性的一个问题。

表5.6　通话位置和浏览位置下的手部损失，取12个商业手机的平均值（见参考文献［CoDW04］）

	GSM900	GSM1800
通话位置		
均值/dB	-1.7	-3.7
标准差/dB	1.4	1.6
观看位置		
均值/dB	-1.7	-2.5
标准差/dB	1.4	2.2

第二个研究（见参考文献［CDWC04b］）的目的是弄清楚在不同信道模型下手部对TRP和MEG的影响的不同。作为前面的解释，为了估计MEG，测试了两个不同手机的三维辐射图案（T_3使用螺旋天线，T_4使用平板天线），使用每次3°的仰角和15°的方

位角。为了估算 MEG，考虑了先前定义的相同的 5 种环境模型，结果在表 5.7 中显示。为了分析手机极化性变化和指向性失真造成的损失的比例，可以使用统一的到达角环境来估计 MEG。表 5.8 给出了结果。对城市 V 模型来说，因为手产生的 MEG 损失和 TRP 损失或者身体损失有很大不同，见表 5.8。事实上，因为手的影响，手机极化特性不会明显改变，甚至方向性图案扭曲得很厉害，这种改变不会明显的影响 MEG，见表 5.8。参考文献［CoDW04］，［CDWC04b］中给出的使用手部模型得到的手部损耗，与参考文献［Boyl02a］和［Boyl03］中使用真人得到的相匹配得很好。使用真人得到的手部损耗在 900MHz 下是 2.1dB，在 1800MHz 下是 3.5dB（见参考文献［Boyl02a］，［Boyl03］）。而使用人体手部模型得到的手部损耗 900MHz 下是 1.7dB，在 1800MHz 下是 3.7dB（见参考文献［CoDW04］，［CDWC04b］）。

表 5.7　实际手的位置下平均手部损失（从 40°～70°）

	T_3		T_4
	GSM900	GSM1800	GSM900
城区 VP			
均值/dB	-3.5	-3.0	-3.2
标准差/dB	0.7	0.5	1.0
城区 XP			
均值/dB	-3.5	-3.0	-3.6
标准差/dB	0.4	0.5	0.6
乡村 VP			
均值/dB	-3.3	-3.0	-3.0
标准差/dB	0.7	0.9	1.2
乡村 XP			
均值/dB	-3.1	-3.4	-3.5
标准差/dB	0.3	0.9	0.6
TRP			
均值/dB	-2.7	-2.1	-3.2
标准差/dB	—	—	—

表 5.8　由城市 V 模型得来的因极化性变化和方向扭曲造成的手部损失的比例（见参考文献［CoDW04］）

	T_3	T_4	
	GSM900	GSM900	GSM1800
TRP/MEG 的不同	-0.8	0.0	-0.9
极化变量	0.2	0.4	-0.4
方向扭曲	-1.0	-0.4	-0.5

（12）手机撑架的可能影响

SPEAG SAM V4.5 人体头部模型包括一个塑料的支撑架作为标准配件，可以直接安装在模型上，用来在辐射图案测试时支撑手机在需要的位置上。在参考文献［ChKn04］中，在脸颊的左边位置总共7个手机在两个带宽下测试（GSM 850/1900 或者 GSM 900/1900），都在使用或者不使用支撑架两种情况下研究可能的影响。如果不用支撑架，用双面胶来把手机固定在人体模型上。使用撑架在通话位置下获得的 TRP 结果和有撑架的相比最大偏离了 1.2dB。没有预料到的是，使用撑架的结果多数情况下比没使用的要高一点。这个塑料撑架的阻抗调谐作用被认为是一个潜在原因。即使这个结果只是用两个手机测试得来的，但是它很明显地表示特定的支撑架会在一个不可接受的程度影响测试结果，应该在某些绝对测量，比如 TRP 和 TRS 的测量中不使用。类似的测试建议使用其他的手机撑架。

（13）标准手机测量的手部模型

在参考文献［KrMo05］中，给出了包括标准测量中手的影响的方案和执行方法。理论上，这个方案包含3个步骤：第一步是确定手部模型的物理特性、尺寸规格和电学特性；第二步是确定在统计上代表大部分终端用户的名义上的握法，第三步是做一个手的模型和程序使得这些参数在测试中能对任何手机使用。参考文献［KrMo05］给出了手指尺寸的平均值。几个人的手的 RF 电学特性由参考文献［KrMo05］给出，用一个填充各种特性的仿真组织液的手部模型和真实的手之间的比较得到的。在测量它的 S_{11} 时，一个人的手和手部模型可选择置于波导的开放端。决定好的同类型的人体手部模型的值在表 5.9 中显示。2170MHz 下的值是由 835MHz 下和 1910MHz 下结果推出的经验数据。

表 5.9　同类型人体手部模型的电学特性

系统	频率/MHz	ε'_r	σ/（S/m）
GSM850/900	835	30	0.64
DCS/PCS/UMTS TX	1910	26	1.20
UMTS RX	2170	25（est.）	1.30（est.）

测试中的手型握具的具体的定义（即，手的位置和头上的手机相关的手指）也许是最麻烦的一个方面，因为任何数量的不同握具可以说是一些用户的代替品。对两种形状的手机（直板的和翻盖的），手型握具的位置的人的因素分析（在耳旁等正常使用位置），在参考文献［KrMo05］中给出。观察用户的数量是 184，手机模型的数量是 14。发现在两种情况下，通过选择两种形状的握具模拟了近 70%～80% 用户握手机的位置。

两个手部模型的实现符合参考文献［KrMo05］给出的要求。第一，一个薄壁玻璃纤维管骨架构建合适尺寸的有关节的手指和指间可活动的关节。安装一个乳胶手套完成手的装配，然后填充一种合适的手的仿真组织液，用一种具体的握具将手的模型置于手机和头部模型旁边。经过训练的测试工作人员发现这个方案的重复性（在测试下的手机的 TRP 测试中）在 ±0.75dB。第二步制造成手部模型（使用有需要的电学特性的材

料），固定在对将要测试的每一个手机模型都合适的握住手机的位置（或者也许是手机模型的每一种宽度的范围）。这样可以最大化测试的可重复性。对等待认证的新的手机模型，做一个手部模型的 CAD 模型，在使用位置握住手机。一个工业的合理的 CAD 模型提供了附加的益处，即使用相同的手的定义进行的方便的电磁仿真，最终在测试中使用。

（14）模态方法估计用户身体和人体模型的影响

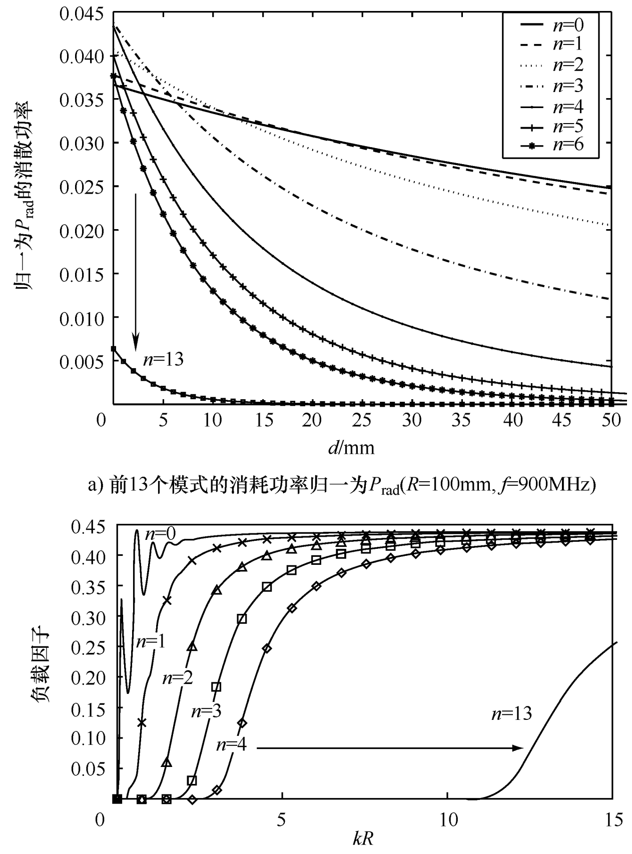
与先前的类似工作相比（见参考文献［KuBa92］，［VOKK02］，［DeBL04］），参考文献［DeBo05a］）给出的方法，提供了一种更具有一般性和解析的方法来定性用户和手机的互动性。这个技术第一次应用于人体模型的功率吸收，但也可以用于检测用户或者用户手机的辐射性能。基本上，人体模型的功率积存用从等效发电机转移到微波连接点/多级负载的能量来描述，特点由散射矩阵给出。这个等效的节点/电路模型，由一个近似的 n 阶模式的电磁场入射出射的模态扩展衍生出来，允许引入可用的来源和散射辐射的功率和负载概念。电磁场可用功率和负载的概念提供了一种新的有意义的工具来描述在反应场区域的功率损失机制，可以分辨来源和人体模型对模型吸收的能量的影响。

一个基于最小圆柱（$R=100$mm）的计算实例是暴露在均匀的线源下的 SAM 头部模型。在图 5.10a 中显示，它给出了总的消耗功率以及来源和圆柱体间的距离 d 的关系（模型最明显的参数）。图 5.10a 表明，在辐射场相互作用的区域，当来源位于模型旁边时，最低阶模式并不一定是最消耗功率的。这个可以由图 5.10b 来解释，它给出了低阶模式下负载因素和 kR 的关系。所给模型的负载因素代表了从相应的模型等效发电机到等效节点的功率转移的效率。它只取决于人体模型的几何特性和电学特性以及波形数量 k（没有其他因素）。在图 5.10b 中观察到模型阶数越高，相应的负载因子越低。这样，如果所有的模式都被同样激活（即有相同的可用功率），则最低阶数的模式消耗功率最大。但是，参考文献［DeBo05a］表明，可用功率随着阶数明显提高，而且当来源与人体模型接近时提高得更大。这样做的结果是在线源的近场（或者移动手机），高阶的模型可以产生明显的吸收。最终，对 SAM 模型（$R=100$mm，900MHz 下 $kR\approx1.8$），负载因子都小于它们的半径限制，与正常到达用仿真组织液填充的半空间的平面波的功率传播系数相对应。在这里考虑的情况下，最大的负载因子约为 44%，独立于模式阶数。当前的工作表明有许多进一步的方法用于描述真实的情况，比如手机贴近人的头部。此外，一些将要出版的刊物如［DeBo05］，［DeBoon］，表明对任何人体模型配置，等效节点的方法已经获得被人体模型吸收的功率的最小和最大界限。

2. 采样网格

现在已经有 3 个用来确定手机功率的、相当精确的方法，并对它们进行比较和局限性评估。这些方法的主要目的包括最小的三维采样速率，使其能够确定辐射功率和 MEG 达到要求的准确度。实践中当估计因为采样数有限而引入的全部问题时需要考虑许多问题，比如反射、测量误差、位置造成的错误和校准误差。

第一个是（见参考文献［LVKK03］）对 1800MHz 下的手机使用 FDTD 计算，其应用了人体模型头部和上躯干。这种模式作为参考模型与傅里叶变换、球形波展开技术和数值积分法相比较，在远场球体表面的 984 个位置做计算。一些使用了充分复杂的辐射



a) 前13个模式的消耗功率归一为P_{rad}(R=100mm, f=900MHz)

b) 负载因子和kR的关系以及模式阶数n

图 5.10　消耗功率和距离的关系以及负载因子和模型的关系（见参考文献［DeBo05a］）

场知识，而其他的只考虑辐射场强度。这个工作基于移动手机的 4 个计算机仿真。这个工作的主要结果是，总体上看，利用辐射场每个测试方向的幅度和相位信息的场定性技术，提供某些相对少量的测量方向，与那些反利用幅度信息进行的预测相比这种技术更能提高预测的精度。此外，球面波展开，总体上优于傅里叶展开。这个结果也为选择手机和人体头部模型的辐射场的测试方向提供了指引。当使用球面波展开时，30 次测量给出的偏差就低于 0.05dB（只使用幅度信息和全信息），而傅里叶展开和数值积分需要 60 次以上的测试。

第二个是参考文献［LiVC04］，使用一个更粗略的手机和身体模型，只是使用了由两个偶极子天线阵列产生的心形图样，用一个 20cm×50cm 的完美导电反射来仿真位于天线后四分之一波长的身体。这个参考图样在 900MHz 下用 64800 点的矩量法计算。只使用一个球形波展开，但是使用傅里叶正交技术来确定展开系数，结果明显与前面的情况相同：45°的方位角和仰角测量中（或者 32 球形测量）在整体（头部加身体）的功率估计中可以给出低于 0.05dB 的准确度。这个贡献也给出了一个很精准的理论，来确

定测量设备的不精确对某些参数的影响，比如功率、阵列的辐射图案，或者小反射的天线接收信号。这个是基于复平面上的不准确形状的转变。

最后一个方法（见参考文献［NiPe05］）给出了 5 个 GSM 手机球形辐射图样的测试的 MEG 的计算。这个图样用 10°×10°（仰角×方位角）的网格取样。MEG 的计算使用了两种不同的移动环境，包括各向同性的环境，上行和下行链路中各自的 TRS 和 TRP 计算。如预期的一样，发现基本上各向同性的 MEG 计算使用的模型，与使用两种基本的、不是各向同性的功率分布模型得到的 MEG 值相比，降低抽样密度带来的影响比较小。考虑所有的环境模型，一个 10°×20°的抽样网格导致最大 0.4dB 的误差和 0.1dB 的标准差。如果没有使用 HUT 模型，可以选择 20°×20°的抽样网格，此时最大的误差为 0.5dB，其标准差为 0.2dB。在各向同性的环境下，如果使用 30°×30°的抽样网格，TRP 和 TRS 的最大误差为 0.5dB。从测量可以发现，TRP 和 TRS 重复波动在 0.1～0.2dB 之间。但是，需要提到的是实际测量得到的结果并不是使用球形波展开得到的，而是更简单测量结果的数值积分，就像 CTIA 认证文件规定的一样。

3. 频率

由移动手机的球形辐射图样测试得到的 MEG 估计，尤其是不同测试频率下 MEG 的变化在参考文献［NiPe02a］中给出。在暗室中测试了 5 个不同手机的全部球形辐射图样。这个测试使用了 GSM1800 系统的中心信道和两个边缘信道下的 BS 仿真器。然后计算 3 个不同环境下手机的 216 个方位的 MEG。考虑所有手机方位，边缘频带 MEG 和中心信道的 MEG 有最大为 1.7dB 的差异。此外，在这个工作中，建议使用一种方法减少测试的数量。假设频率变化主要存在于总的功率接收和天线的传播，辐射模式是标准的，理论上得到的独立频率和标准的 MEG。使用总的功率标准的 MEG 可以缩放到任何频率。这样，频率依赖的总功率可以使用全部球形辐射图样的子集估计 MEG 到分数级 dB。如果使用建议的方法，功率归一的辐射图案必然导致频率独立于 MEG。从测试结果发现对所有手机方位来说归一化的 MEG 对频率的变化最大到 0.8dB。MEG 的这个引入误差应该与大概 3～7dB 的现实环境中不同手机方位的 MEG 变化比较。

4. 传播环境

前面已经解释过，应该考虑天线的 MEG，目的是包括传播信道特性对天线性能的影响。由 MEG 引入的两个数据是每个极化的功率角度分布和信道的 XPR。这一小节的内容就是给出功率角度的模型和在 MEG 计算上的影响。

（1）入射波的角功率谱分布

在参考文献［KSLK02］中，给出了在 2.15GHz 不同无线环境下 MT 视角看到的仰角的角功率谱分布和信道的 XPR。发现双指数模型与测量的功率谱符合得很准确。既然移动天线的方位角是等概率分布的，那么假设方位角的功率分布统一。测试在 5 个不同的无线环境中进行：室内微微蜂窝、室内连接室外、3 个 BS 的市区微蜂窝、一个城市宏蜂窝和一条公路。在每种环境下，测试的主要部分是在非视距条件下完成的（平均 77%）。

在所有环境下，测试 GSM 手机在开阔地带和人体模型（有躯干）的脸颊两侧两种情况下的平均 MEG。观察到的是只要评估中包含传播环境，它对天线性能的影响不像

手机本身那么明显。效率（不包含传播环境影响）和真实环境中 MEG 的结果相比较完全不同。这个结果是与从测试集计算得到的 MEG 相比较得到的。基于模型的结果和基于测试的结果大多数情况下差别的绝对值小于 0.5dB。尽管如此，这个差别比一般双指数模型要小。这样，对精确 MEG 估计，不需要非常精确的功率分布模型。

（2）信道的交差极化

在参考文献［CoWi05］中，建议使用了在法国网络 77GSM/DCS 系统中测试抽取的信道 XPR 模型。这些测试数据来自 77 个系统的 245 个分布位置［152 个城市位置（103 个室内和 49 个室外），73 个郊区位置（45 室内和 28 室外），20 个农村位置（12 个室内和 8 个室外）］。每个电场分量测试使用了一个具有开关的三轴探头和一个测试广播控制信道（BCCH）信号的幅度分析仪。测试采用了 9 点网格，保证分散在足够的距离来确保研究频率（大于 925MHz）下测试的相对独立性。采用的解析带宽是 300kHz。每一个电场分量平均有 50 个采样。结果表明，极化角遵循高斯法则，平均取决于基站天线的倾斜。此外，所有位置的极化角变量是可比较的，大多数情况下在 15°～20°内。

计算两个置于均匀头部模型旁边的数字手机的平均 MEG，表 5.10 给出了所有的 XPR 值，对每个 MEG 用相应的 XPR 概率密度函数加权。结果表明 MEG 标准差变化小于 0.01dB。此外，MEG 平均极化角的变化小于 0.2dB。因此，一个平均的模型就足够了。

表 5.10　不同配置的极化角平均值和标准差（见参考文献［CoWi05］）

		900MHz		1800MHz	
环境		传播角	XPR/dB	传播角	XPR/dB
乡村	VP	67°	7.4	67°	7.4
	XP	38°	-2.1	32°	-4.0
非农村	VP	59°	4.4	65°	6.6
	XP	30°	4.7	26°	6.2

5. 参考天线

在移动手机天线测试中单极和偶极天线经常作为参考天线。特别地，它们在替代类型的测试中经常作为参考天线使用。在这些测量中，基本思路是通过用已知增益或者效率特性的天线来替换 DUT 来校准室内的传播损失。使用替代天线得到的数据，由 DUT 得到的原始数据可以转变为绝对功率（对天线增益）数据。因为增益校准的不精确是一个导致三维图样测试的不稳定的最大的因素，因此参考天线非常重要。当为了定性一个暗室或者其他为了手机测试的测试房间的安静区，单极和偶极天线也经常作为测试天线使用。

（1）单极参考天线

在参考文献［KrJI03］中，给出了为 900MHz 和 1800MHz 带宽设计的单极参考天线。设计和做成这些天线是为了校准和测试系统的比较测量。在 3 个实验室测量单极天线。实验室 A 和 C 使用三维模式集成方法（Pattern Integration Method，PIM）来测试，

而实验室 B 使用惠勒帽方法（Wheeler Cap Method，WCM）。此外，在一个实验室内测试不同的校准信息来源。第一个来源是喇叭形天线制造商的增益值数据表，第二个来源是所谓的三天线法校准。不同实验室测试的总效率的不同在 900MHz 带宽单极的 0.83 ~ 1GHz 下约为 1dB，从 1800MHz 单极的 1.7 ~ 1.9GHz 下约为 1dB。低于 830MHz 区域上升至 2.3dB，主要原因是较大的喇叭形天线的具体增益的不确定性，而使用时用的是标准增益。WCM 的优点是它测量中不依靠第二个参考/标准天线（将失配损失最小化），基本上是确定单极天线最精确的方法。建议单极天线可以用作“标准效率”天线。在校准过程中，要测试参考天线的三维图样，总的集成功率可能作为 AUT/DUT 的 TRP（或者效率）的参考水平。这比只使用参考天线的峰值增益水平更精确。

（2）参考套筒偶极子和磁环天线

半波偶极子天线作为参考天线，在天线的测量/校准和对低增益天线的测试范围中广泛使用。图 5.11 给出了一个参考套筒偶极子的例子。这个设计是基于低损耗反馈套筒偶极子技术，使电缆和馈点的相互作用最小化。这个设计有个瓶颈，通过减轻从偶极子自然回归的电流来进一步降低电缆间的相互作用。参考文献［GaFo05］中讨论了手机天线测试中的参考天线。半波偶极子是一个相对的窄带天线，有大约 10% 的带宽和非常高的效率（~95%）。精细设计和构建的套筒偶极子作为一种参考天线，是蜂窝手机天线性能测试标准的校准过程中不错的选择。例如，UMTS 的相对带宽是 12%（1920 ~ 2170MHz），这样一个校准套筒偶极子可以近似地覆盖整个 UMTS 带宽。但是，不同的带宽比如 GSM 900、DCS1800 和 UMTS 带宽，需要不同的套筒偶极子。这样，测试中一般需要一系列校准用的套筒偶极子。通常在手机天线性能测试过程中，测试一般都需要两个正交极化。这样，校准过程也需要这两个正交极化方向。图 5.11 给出的磁偶极子或者磁环天线可以作为电偶极子的补充。这个天线由延面构造组成，产生了同轴电缆的下方开始反馈回的循环电流。该电缆是正交极化的，因此任何两者之间的互动将产生跨极辐射。这个设计有一个扼流圈来进一步降低电缆间的作用。磁偶极子的辐射图样和电偶极子的非常相似，除了正交极化。对电偶极子带宽和效率特性是可以进行比较的（在同一水平）。对套筒偶极子和磁环天线来说，可以用精心的设计和天线元件的高精密加工获得良好的方位格局对称。理论公式可以用来预测这些天线的性能，然而这些公式无法预测瓶颈的影响。这样，在实验室进行高精度天线校准前最好有准确的参考天线预校准。

6. 测量的不确定性和重复性

就像所有测量一样，在手机天线性能测量中重要的是找出可能的测量不稳定来源，从而评估整体测量的不确定性。TRP 测量过程可以分为两个方面：一是 DUT 的真实的三维图样测量；第二个是 DUT 测量结果的绝对水平的校准，通常用在感兴趣的频率下已知绝对增益的校准天线。TRP（效率）测量中最大的不确定性的来源非常典型：测量接收机的绝对水平的不确定，校准天线的绝对增益，暗室的反射水平和 DUT 指针的结构和与人体模型相关的不确定性。参考文献［KDPS04］中讨论了更多的细节，也给出了一个不确定性预算。例如，对一个典型的测量系统（见参考文献［KrJä05］），用不确定性预算估计了总体测量不确定性在 95% 的置信水平为 ±1.5dB。参考文献

a) 参考套筒偶极子

b) 磁环天线

图 5.11　不同类型天线的举例（见参考文献［GaFo05］）

［KrJä05］也研究了测量的重复性，尤其是 DUT 抵抗人体模型的位置的不确定性。总结出当几个不同的用户进行 TRP 测量时由位置错误产生的不确定性相当可观。参考文献［NiPe05］中描述的工作研究了当人体模型设置错误的时候，进行手机的球形辐射图样测量得到的 TRP、TRS 和 MEG 的变化。使用了 4 种类型的手机的转变，对手机的底部/顶端的变化命名，纵向转变和横向转变。在 GSM 900 和 GSM 1800 的 62 信道和 698 信道分别对 6 个手机进行了测量。这个工作结果是用相当多的在人体模型上的手机转变获得的，通常从参考位置偏差了 15mm。精确设定手机从正确位置微小的偏差可以导致结果的微小变化。一般来说可以发现 TRS 和 TRP 的值是相关的，所以因为转变造成的发射功率的增高和接收功率的增高有联系。进一步，这个结果在低频和高频带宽上显示了相似的影响。可以发现 TRS 和 TRP 的值的偏差一般在 ±0.5dB，而最小值大约为 1.4dB。从基于所有手机的数据、链接方向、方位和偏移的计算的 MEG 值的统计来看，可以发现因为转变造成的平均 MEG 偏差通常很低，大约为 0 ~ 0.2dB。进一步，对大多数手机来说有 0.1 ~ 0.5dB 的标准差和 1.6dB 的最小偏差，有一个例外最小值到了 2dB。因为手机与人体模型的位置不正确导致的变化应该和因为测量系统和方法造成的不确定性进行比较。进行重复测量，发现 MEG 值一般重复在 0.1 ~ 0.3dB 内。另外，由位置错误引入的 MEG 变化，与手机在环境里一般方位观察到的 MEG 6 ~ 8dB 的变化相比比较小。而对 TRP/TRS 来说，不同类型的手机可以发现有 3 ~ 4dB 的不同。

5.2.5　性能系数的比较

正如前面几节体现的那样，全面综合地评估 MEG 需要充分定义环境的特性。MEG 取决于传播信道的参数、进一步 XPR 和角功率分布。但是，后者似乎对 MEG 的影响比较小，而参考文献［KSLK02］，［NiPe02b］，［Glaz04f］，［CDWC04a］给出的结果证实了这一点。

参考文献［KSLK02］中研究了 10 个不同天线的 5 种不同的功率-角度模型。结果总结出平均 MEG 值不会受使用的模型太大的影响。但是，计算出的 MEG 比辐射效率低得多。参考文献［NiPe02b］给出了另一个体现这种变化非常好的例子，用 5 个

不同的 GSM 手机得到 MEG 和 TRP 的值。上行链路和下行链路都使用人体模型（开阔地带）来评估。TRP（TRS）的不同只有 3dB，这显然与功率有关，但是和真实环境中 MEG 的变化相比还是比较低。另一方面，就 TRP 来说平均 MEG 的不同也是 3dB。此外，对大多数角功率分布模型来说使用三维均匀模型，平均 MEG 在 ±1dB 内，很好地说明了“平均” MEG 可以用 TRP 来估计，或者为了更精确而使用辐射效率。也就是参考文献［Glaz04d］，［GlPa04］中建议的，用假设到达角三维均匀分布的移动手机测量的辐射效率（TRP）获得 MEG（MERP）评估结果。仍然需要定义传播信道的 XPR 和测量出天线的 XPD。进一步表明 MEG 在上述限制下可以作为效率和节点极化性及方向性平均有效方向（Mean Effective Directivity，MED）的一种表达，（见参考文献［PeAn99］，［Plic04］）。这样

$$MEG_{[\mathrm{dBi}]} = \eta_{[\mathrm{dB}]} + MED_{[\mathrm{dBi}]}$$

或者用 *TRP* 表示：

$$MERP_{[\mathrm{dBm}]} = TRP_{[\mathrm{dBm}]} + MED_{[\mathrm{dBi}]}$$

其中平均效率方向性用下式定义（见参考文献［Glaz04d］，［GlPa04］）：

$$MED_{[\mathrm{dBi}]} = 10\lg\left(\frac{XPD \cdot XPR + 1}{(XPR+1)\ (XPD+1)}\right)$$

式中，*XPR* 是信道的交叉极化性；*XPD* 是天线的平均交叉极点鉴别。

这样，如果辐射图样（和 *MED*）不变化，辐射效率的任何提高都会导致 *MEG* 的同样提高，反之亦然。进一步表明对三维均匀角分布的 *MEG* 上界由天线的效率（独立于天线的和传播环境的极化特性）决定。对所有 *XPR* 和 *XPD* 因为 $MEG \leqslant 0$ 所以 $MEG \leqslant \eta$。最后，基于参考文献［Glaz04d］中的 $\lambda/2$ 偶极子天线的例子，定性极化对 *MEG* 的影响，包括信道的 *XPR* 统计分布。

参考文献［GlPa04］中给出了 4 个双频手机的被动的天线增益测量结果。3 个 EGSM/GSM 手机被测量，一个具有外置天线而另外两个都是嵌入式天线。第四个天线处理成 AMPS/PCS 带宽，具有一个伸缩天线。脸颊的左面和右面都要测量。上行链路和下行链路的低、中、高频带都要测量。测量实时进行，在 AMC Centurion 下使用球形近场测试设备（SATIMO）。测量天线的平均 *XPD* 变化范围在 −7.5 ~ 2dB 之间，平均 −2.7dB，说明接收/发射功率主要是水平极化的。这表明一般情况下与 *MEG*（MERP）相比辐射效率（*TRP*）与 *MEG*（MERP）相比高估了天线的性能。

参考文献［CDWC04a］中研究了使用 5 种功率角度模型，计算出的 *MEG* 和使用给定方程算出的 *MEG* 近似值的不同。考虑了 5 种环境模型，具有垂直极化天线的市区、具有交叉极化天线的市区、具有交叉极化天线的农村地区，有垂直极化天线农村地区以及各向同性的模型。对市区来说所考虑的角度分布是用一般的双指数函数定义的，农村地区使用的是经典的高斯分布。考虑垂直极化天线的模型得到的 *XPR* 等于 20dB，而考虑交叉极化天线的模型这个值是 0dB。移动手机的两种数字模型仿真时置于一个均匀介质的头部模型，使用 FDTD 编码。第一个数字手机，记为 T_1，是一个简单的使用 $\lambda/4$ 单极天线的金属盒子。第二个记为 T_2，是一个使用贴片天线的商业手机模型。此外，两部置于人体模型头部旁边的商业手机在一个暗室里进行测量。一部手机具有螺旋天线记

为 T_3，第二个使用贴片天线记为 T_4。测量时仰角每个步骤为 3°，方位角每次为 15°。因为用户不会一直在一个位置使用手机，*MEG* 一直在头部模型旁边运动。手机和垂直线之间的角度从 40°~70°每次变化 5°，使用后处理。表 5.11 表明了计算和近似得到的在真实头部旁边的位置的平均 *MEG* 值的不同。它的范围是 0~1.7dB，平均值是 0.7dB。由上面的方程给出的近似 *MEG* 值大多数情况下稍稍低于 *MEG* 值。这是因为对到达角重新进行均匀分区时，天线叶并没有用环境模型加权。尽管如此，和通常的测量不稳定相比这种不同在许多情况下被忽略。这样，一个为了 *MEG* 计算的环境模型的主要参数是信道的 *XPR*。*XPR* 的测量比定性到达角补偿要容易操作，因为它们可以用一个简单的三轴电场探头或者一个校准天线插入到频谱分析仪来完成。

表 5.11 对两个数字手机模型（T_1，T_2）和两个真实的手机（T_3，T_4）的计算和近似得到的 MEG 的不同（见参考文献［CDWC04a］）

（单位：dB）

		T_1		T_2		T_3		T_4	
模型		900MHz	1500MHz	900MHz	1750MHz	900MHz	1750MHz	900MHz	1750MHz
城市	VP	-0.1	0.7	-0.3	1.0	1.5	0.3	1.6	0.3
城市	XP	-0.3	0.4	-0.6	0.8	1.5	0.2	1.6	0.2
乡村	VP	0.2	1.2	-0.1	1.6	1.4	0.4	1.6	0.6
乡村	XP	-0.3	0.6	-0.6	1.0	1.7	0.3	1.7	0.6

5.2.6 手机设计问题

在这一小节，讨论了有关手机天线设计的几个方面的问题。首先，讨论手机底座的长度和一些重要的参数。其次，讨论了天线使用的材料的影响。再次，给出了基于双反馈的 PIFA 的天线概念。然后讨论了 SAR 相关的研究。最后，引入自适应配套系统，评估它们的性能。

1. 天线设计

移动手机的天线的电学特性很大程度上取决于天线设置在设备的底部的长度（底座）和天线在上面的位置（见参考文献［TaTs87］），这个底座的参数是手机天线设计的一个重要的参数。参考文献［TaTs87］，［VOKK02］等先前的结果，表明天线底座的总的辐射带宽部分由底座电流的偶极子类型的辐射定义，其水平进一步取决于底座是否共振（见参考文献［VOKK02］）。基于此，可以预料底座尺寸的影响，从手机用户互动的角度来看影响也很明显。但是，在这个问题上的资料很少。参考文献［KOLV04］中，使用仿真研究了底座长度对内置移动手机天线和手机底座的带宽、辐射效率、吸收率（SAR）的影响。当手机模型位于一个结构学上均匀介质的头部模型旁边时确定 SAR 和辐射效率。一般来说，当一个共振的底座贡献增加时，带宽达到最小值，出现了 SAR 的增长和辐射效率的降低，如图 5.12 所示。特别感兴趣的是研究模型的性能对底座长度的依赖性，以及新信息对阻抗带宽、SAR 和辐射效率间的联系的依赖性。

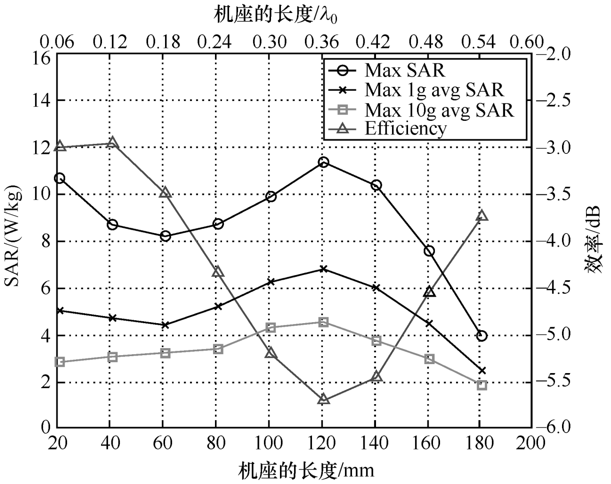


图 5.12 900MHz 下 SAR 和辐射效率与底座长度的关系
（距离头部模型的距离是 7mm，$P_{in}=1W$）（见参考文献[KOLV04]）

在一个传统的双频天线和射频前端架构中，一个具有单级馈电的双频段天线和一个折中考虑的两个频带的回路相匹配。通常这个可以用离散的、有相对较低品质的元件实现，比如，使用一个简单的电感和电容组成的网络，其中电感 Q 不太可能大于 50。该天线可以自行匹配，但是两个频带的折中仍然存在。然后这个天线连接到一个断路开关或者频带开关。断路开关的主要功能是提供回路的低频和高频之间的隔离（比如 GSM、DCS），经常在离散元件和多层电路技术（如 LTX）中使用。商业设备通常带来 0.5～0.7dB 的损耗。开关消耗功率，增加了非线性度，典型损耗为 0.3～0.5dB。这些数据是根据 50Ω 系统测量得来的。由于损耗和负载电阻有关，如果不匹配，连接到天线会带来更大的损失。移动手机天线一般设计的回波损耗在 -6dB 以内。

参考文献［BUGL04］中使用的方法最优化了匹配，修改了双波段馈源结构的 PIFA。这个天线有两个馈源，一个用于低频段（GSM），另一个用于高频段（DCS）。有两个馈源可以使每个带宽独立，使匹配最佳。它还可以使每个带宽扩大。文献［Whee75］中，利用双调谐在回波损耗为 -6dB 的环境下，每条频带的带宽可增加一倍。

测量这个设计的平均总效率（包括不匹配的影响），包括天线、双工设备和发送/接收开关，GSM 下是 81%，DCS 下是 72%。在发送频带下，到 RF 调制设备的回波损耗非常小，GSM 时小于 16dB，DCS 下为 11dB。同样尺寸的传统天线测量的回波损耗只有 6dB。由于电路模块的累积损耗依靠匹配的质量，可以预计提高匹配可以提高随后的射频链的效率。性能的提高可以用带宽或者天线尺寸来折中。使用这个技术带宽近似增大到两倍（回波损耗约 -6dB），而平均效率损失很小。这个效率的损失比表面声波滤波器引入的频带外阻抗的高效双工天线要高，或者，考虑到传统天线和射频前端，一个或者两个因素导致天线在尺寸上减小，而不带来性能的损失。

最后，在论文［Mikk03］中，评估了一些材料和在便携式手机（DECT 手机）中的

可用性。本书概述了一种用贴片天线的测量方法，构建了贴片天线，不同测试材料的模块（100mm×40mm×3mm）嵌入到天线元素和地平面之间。使用这种设置的主要原因是当这个小的损失不好测量时找出一种测量小损失的方法。使用这些嵌入的未知材料的天线在一间暗室进行测试，损失用远场集成功率和输入功率比较来计算。建议的测量方法显示了 0.8～4.3dB 之间的材料的损耗值有明显的区别。进行的测量表明排名是根据期望得到的。

2. 吸收率

移动手机的实验电磁测量这些年有了很大的发展。现有的大部分测量设施利用自动定位系统移动电场探头，借助机器手臂的帮助（见参考文献［ScEK96］），或者三轴位移系统来进行 SAR 测量。欧洲标准 prEN50361（见参考文献［CENE00］）给出了用头部模型测量 SAR 的细节。根据欧洲标准，双频带手机需要考虑 12 个不同的配置（频率、手机模型等）。这样，一个完整的手机测试一般持续大约半天。但这个持续时间完全不适合新的移动手机的设计和预先一致性测试或者生产线上的采摘控制系统。

在参考文献［MeBF04］中描述的 SAR 的参数化重构（PARSAR）技术已经发展到克服了标准程序的缺陷的同时保持了良好的精确性。它基于以下简单的观察结果：

1）测量的持续时间主要来自标准方法的采样点数（大约 300）。

2）这个数字大大地超出了考虑均匀介质中的场分布的范围（因子为 10）。

3）1～10g 组织里平均 SAR 不需要一个“精确”的场分布的描述。

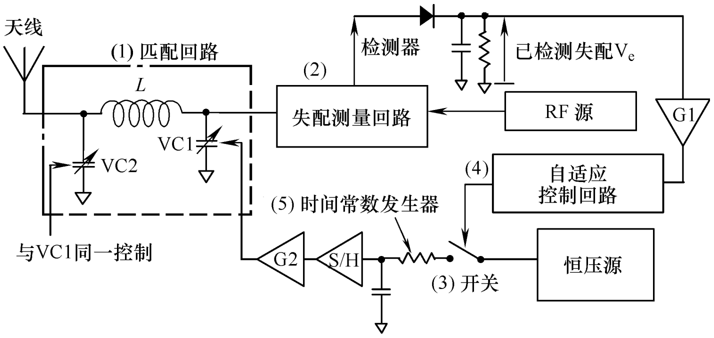
就球形模型来说，均匀介质模型中的场分布并非如此复杂地解释在 1～10g 组织里 SAR 的峰值相关到平均值的成功。这样的相关带来的结果是快速的 SAR 测量，因为采用机械导引头，其中 SAR 的峰值可以快速找到。更根本地，在一个均匀介质中扩展电场，作为有限数量的模型的叠加，使得测量的次数明显降低（见参考文献［Hans88］）。

2001 年起在法国高等电力学院开发的 PARSAR 技术，现在在不同的模型和测量设备中被验证，利用上文考虑的内容（见参考文献［MeFB01］）。PARSAR 算法的准确度用解析测试函数（见参考文献［IEEE03］）评估，用数值模拟的方法呈现出典型的 SAR 分布。使用标准 SAR 测量的全球对比对不同的模型形状和非常多种类的商业移动手机进行了评价，最初是在法国高等电力学院，然后就在多中心评价活动的框架里，包括 SAGEM、AMC Centurion 和 FTR&D。参数化重建技术在 3 个模型下使用：截断的球形、SAM 半头或者全部头部模型。另外，这个方法的准确度评估，使用了不同的 SAR 测量设置，在不同的系统进行，如 Supélec（自制的和 SARA2）、SAGEM（COMSAR）、AMC Centurion（DASY3）和 Indexsar（SARA2）。这个评估活动确认了 PARSAR 算法提供的准确度，确定了解析函数的工作。这个算法在 SARA2 系统上实施，有效观察到的测量时间大约为 60s，电场数据的数量减小到约为 30 个采样，使得测量的时间（需要的和后处理的）减小到约为 1min。同样地，简单的指数外堆技术（见参考文献［KBDG03］）也表明，标准程序要求的采样数和严格需要的相差很远。

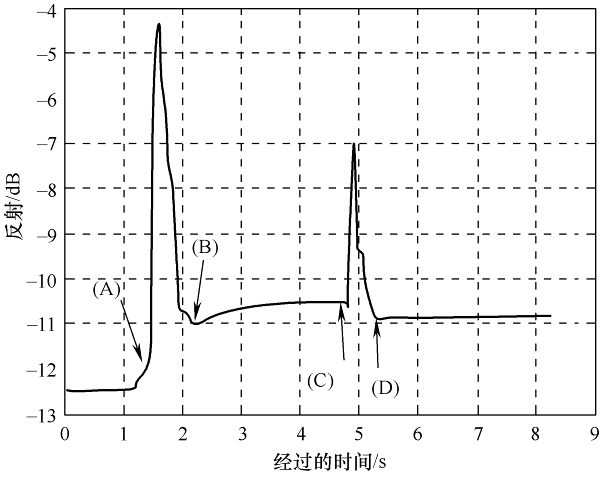
3. 自适应匹配系统

移动手机经常在人体或者其他物体附近使用。这种条件下手机的天线阻抗易于改变给定的位置，带来发射或接收信号功率可观的改变。这样，就需要一些快速且简单的技

术来重建这种阻抗不匹配。在参考文献［ITTO04a］，［ITTO04b］，［ITTO04c］中，对建议的自适应阻抗匹配系统和先前一些相关的工作进行了细节的比较。原型的一些实验结果在参考文献［ITTO04d］中给出。图 5.13a 给出了系统的配置。该系统拟在传播路径中使用。它的组成部分有匹配回路、失配测量回路（定向耦合器）、开关、自适应控制回路、时间常数发生器（RC 低通滤波）。在匹配回路中的控制单元使用变容二极管。在这个配置中，我们利用了测试信号，或者微扰法来确定控制的方向，因为由失配测量回路测量功率得来的相位信息不可用。该自适应匹配算法流程图是在参考文献［ITTO04d］给出的。这个算法的主要规则如下：用检测回路失配测量回路测量失配的最新值。打开开关后，加正电压（或者测试信号）到 VC1 后再次测量失配。这样，和前次测量结果比较，如果失配提高了，系统就给 VC1 负电压，反之亦然。VC1 的控制帧结束后，用这个样本给出 VC2 的控制电压，然后 VC2 的帧开始进行。



a) 建设的发射端使用的自适应匹配系统的配置



b) 自适应阻抗匹配系统的原型的典型的结果

图 5.13　建议使用的自适应匹配系统的配置和典型结果（见参考文献［ITTO04d］）

建议使用的自适应匹配系统的原型已经制造出来并对其进行了测量。试验中一个小环形天线与这个原型连接。射频源使用网络分析仪，同时也可以测量匹配部分和 50Ω 传输线之间的反射系数。测量频率是 2.45GHz。变容二极管是 Toshiba 1SV239（正常范围的电容：1.5～5pF）。匹配部分的电感是 1.2nH。在这个试验中，3dB 的耦合器来作为反射测量设备，如图 5.13a 所示。

该自适应控制原型的典型响应如图 5.13b 所示。在 $t\approx 0$s，反射非常小。然后在 $t\approx 1.5$s，天线被一个手指触及（见（A））。这之后，阻抗匹配开始恶化。这样，失配损失增长了大约 2dB。RF 源到天线的功率降低了 2dB。然而自适应匹配系统，很快检测到这种阻抗失配，并在 $t\approx 2.2$s（B）时重建。然后，$t\approx 4.8$s（C）时从天线移开手指。这样，阻抗匹配再一次恶化，在 $t\approx 5.3$s（D）的时候重建。这里如果反射小于 −8.0dB 系统将保持。自适应控制的采用常常能提高系统的性能（见参考文献［ITTO04b］，［ITTO04c］）。注意到自适应控制在一帧结束前不会起作用，即使在相关帧内反射变得比 −8.0dB 小。从 11 次测试平均来看，（A）和（B）之间的反应时间需要大约 0.6s。同样，11 次测试平均得到的（C）到（D）之间的时间是 0.6s。两种情况下，抽样的标准差大约是 0.1s。就补偿由人身体移动产生的阻抗失配来说，这个反应时间是相当快的。但是，这个反应时间，可以在系统中使用更快的时钟定位进一步减小。

5.3 分集技术

5.3.1 引言：分集，对旧概念的新兴趣

分集的原始思想最早要追溯到 20 世纪 20 年代（见参考文献［Jake74］）。分集这个词本身最初是表明无线系统使用这种技术目的是利用从一个传感器到另一个传感器的信号的变化，以便提高链路的鲁棒性。另一个简单的思想是在接收端使用几个天线，我们可以在环境中“捕获”更多的能量，这样提高信号的信噪比或者信号无线干扰 SIR。两者都有助于提高性能，比如它的范围、吞吐量，或更一般地说，提高网络容量。但是，从分集技术的早期发展至今，它已被当作智能天线的发展方向，超出了上文描述的简单思想，与无线信号处理，包括多天线的所有问题有关。

但是，因为成本和尺寸问题，分集和智能天线技术现在通常只限制在接收端考虑，使用几个天线。最近几年的努力趋向于把这些技术用于小尺寸/中等复杂终端或者接入点，这样分集技术固有的和具有吸引力的优点可以被广泛的利用。这些努力涉及学术的和商业的目的，两个主要问题是：一方面是天线设计和天线一体化；另一方面是为了解决实际问题的信号处理软件和硬件的发展。COST 273 定期做一些努力和结果的推广，这些工作在以后的小节分类。

5.3.2 节回顾了天线的笼统性概念，说明和总结了关于在接收端应用分集的工作。这包括手机和 WLAN，也包括一些更具体的应用，比如数字电视移动接收和超宽带。

5.3.3 节涉及多输入多输出（MIMO）系统的重要性和热门话题。尽管这本书的第 4 章重点是 MIMO 技术，但是与分集有关的方面，比如与信号相关/去相关有关的天线

元素间的耦合，在这里将涉及。

5.3.2　接收端的分集

分集技术的根源在抵抗多个入射波在天线端造成的破坏性干扰带来的衰落。这包括通过改变接收信号的相位、天线简单的移动，或者开关另一个天线来提升信号的质量。这里列出一些有创意的分集思想。但是，很长时间以来人们都认为最佳分集性能要求不同天线信号之间解相关。著名的 Clarke 方程认为水平面上全方向的情况，两个源天线表现出 J_0（kd）给出的复杂的相关系数，其中 J_0 是 0 阶一类贝塞尔函数，d 是天线间的水平距离。在小距离时，这个方程预测了相当强的相关信号，这是不利的。但是，通过适当的相位联合天线信号可以获得更好的解相关，来构建定向模式。Boyle（见参考文献［Boyl02b］）提出了一个简单的分析，表明两个源之间合适的移相可以带来正交模式，来达到全方位方案的最小相关性。实际中，对偶极子来说，考虑它们间的互动，逆向阻抗矩阵可以计算出适度复杂的电压来应用，目的是去相关。

Sibille 和 Fassetta 使用了一种比较方法，尝试着用角度分集来优化天线性能。他们得出，虽然对一个给定的情况，入射波的角度谱很少时候是全方向的，但是对使用这个阵列的所有可能的情况进行平均时得到的角度谱是全方向的。从天线设计的角度来说，对全方向情况达到最好的不相关是最合乎逻辑的选择。因为缺乏方位角和仰角的相关性的模式可分析性，天线之间的相关系数取决于角度谱。另外它还表明切换波束阵列对一个额外的空间分集很敏感，当不同的波束的相位中心不重合时，将这个空间分集附加到角分集上。

一个 5.2GHz 下的室内测试的结果表明即使是角度相近的波束也可以获得小相关系数。从天线模式的知识得知，对方位角的拉普拉斯角度谱计算相关系数可以获得相当好的结果。

1. 手机的分集

当分集天线用在手机上，由于天线技术和安置方法不同，不同的天线端口显示了不同的增益。事实上，小的终端增益确实很小，整个手机和周围实时的环境都能影响辐射。平均效率增益的概念，不只包括天线模式，也包括接收的角度功率谱，考虑到这两者对简单的品质的影响，在某一特定方面表现了天线的性能。Takada 和 Ogawa 扩展了这个概念，手机中的多天线接口来实现多元化（见参考文献［OgTa00］）。假设其服从瑞利衰落，他们提出了分析方程，来计算输出 SNR 概率密度 p（γ）和对 MRC 分级的平均 BER pe：

$$p(\gamma)=\frac{1}{\lambda_1-\lambda_2}[\exp(-\gamma/\lambda_1)-\exp(\gamma/\lambda_2)] \tag{5.1}$$

$$pe=\frac{1}{2}-\frac{1}{2(\lambda_1-\lambda_2)}\left(\frac{\lambda_1}{\sqrt{\frac{2}{\lambda_1}+1}}-\frac{\lambda_2}{\sqrt{\frac{2}{\lambda_2}+1}}\right) \tag{5.2}$$

式中，λ_1 和 λ_2 是平均分支功率；γ 是联合以后的瞬间输出 SNR。

从这两个方程可以给出分集天线增益的两个概念，作为与各向同性天线相比需要的

SNR 表示，无论是在给定的中断概率（慢衰落）或是给定的平均 BER（快衰落）。从一个简单的例子得出，根据所选择的定义，分集天线的增益可能差别显著，这要求对安置在手机上的分集天线的提升类型有清晰的认识。

Kotterman 在 2140MHz 下进行试验，用类似手机的设备模仿室内到室外的过程，目的是评估两个位置相近的天线的相关性。在 10MHz BW 下仿真的每 0.3λ 测量脉冲响应，抽取数据可以得到短期内接收功率和快衰落功率的相关系数。这个系数一般在 0.5 以下，图 5.14 表示从分集性能来看，大多数情况下天线信号可以被认为相关性很好。正如预期的一样，一对距离稍远的天线的相关系数会小一点；但是，不只是空间方差，辐射图样的特点和它们之间的不同也可以解释这一点。用户手的影响也很重要，如两个分支天线间功率的差异。这种区别明显对分集性能不利，进一步的测试应该真实地比较网络的 BER 和分集增益，如参考文献［OgTa00］中建议的那样。

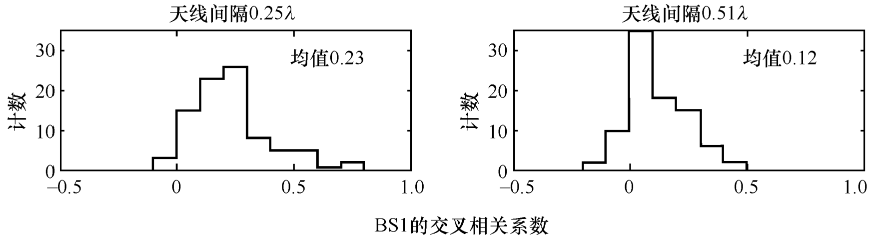


图 5.14　具有两个天线的手机的相关系数的测量直方图
（如参考文献［KPOE01］，BS1 是 BS 的数量）

最近，回荡室技术正在哥德堡发展，由 Per Simon Kildal 的团队和 Bluetest AB 进行工作，目的是测试 DECT 手机在无线环境中的分集性能（见参考文献［OrBK04］）。因为室内和工作中的模型内的电磁波的高度散射特征，考虑时可以认为多径情况是各向同性的，可以作为分集性能测试的参考使用。测量在两个不同的手机上进行，都使用了内置天线。可以发现，实现的分集增益在 1% 的累计概率内与预期的 6dB 很相近，如图 5.15所示。这个值低于 11dB 的理论增益，对于使用过的瑞利衰落和天线完全不相关下的分集技术来说，这个是使用测量天线信号所能达到的最大值。对使用了分集的手机可以观察到一个适度的损失，这是因为开关前后设置天线信号水平阈值的变化。另外，在短天线间隔可以看到一个明显的分集增益的降低，因为阻抗负载的损失带来了较差的天线辐射效率。

2. 极化性和混合分集

除了空间、角度、模式分集外，极化分集也是一种有前景的且在小型手机上可实现的分集技术。一方面，不同极化性的天线表现出很低的相关性，另一方面，使用传统的合作极化阵列可能会获得尺寸的减小。然而，不相等的分支功率可能会严重降低分集的性能，这不仅取决于天线的特点，也受周围情况的影响。为了研究这个问题，Lozano 等人在大学建筑中少数视距和非视距情况下使用两个正交极化的天线在 1.8GHz 和 2.5GHz 下进行信道的测量（见参考文献［LoMT02］）。结果证实极化性之间有很好的不相关性

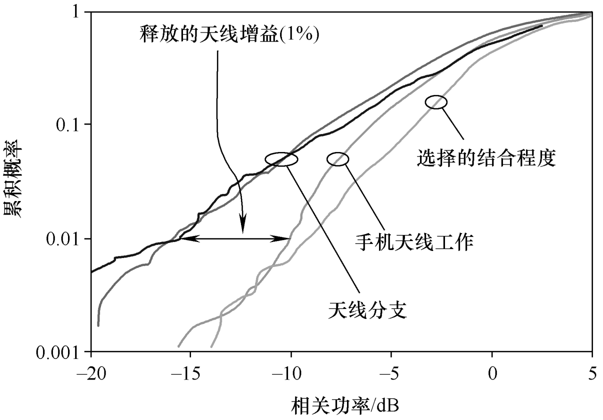


图 5.15　DECT 手机的分集性能（见参考文献［OrBK04］）

（所有情况下都小于 0.5），同时认识到在这种特殊的情况下模式分集会叠加到极化分集上，这是因为天线的固有特点（偶极子）。用测量信号仿真等增益组合或者 MRC 表明联合后莱斯特性有点增强了，尤其是视距情况下的垂直极化。最后，仿真的分集增益确实非常明显，在 7 ~ 14dB 之间。

另一个混合空间分集的应用在数字电视接收（DVB-T 标准）上进行了成功的实验。给 TV 广播移动接收信号提出了一些挑战，比如不可能达到使用 Yagi 屋顶天线得到的较大的天线增益，市区内建筑物造成的视距距离间的障碍，可快速移动带来的多普勒效应。在过去的项目里已经证明分集接收带来明显的附加增益，使得接收更加有利。论文［GZSP04］描述了在巴黎进行的一个实验，使用了全分集接收，每个子载波的 MRC 都独立，如图 5.16 所示，其中使用了两个天线的设定。第一个是由两个在汽车顶部相互垂直的对数周期的偶极子组成。然后是一对正交极化的宽带天线，置于相对的汽车窗户上。记录下信号的质量（BER 或者 PER）的图案，然后在巴黎市内几个地点进行比较，或者使用一个或者每一对的两个天线。结果表明在分集接收下可以使 TV 图片质量得到较大提高，尤其是使用窗户上的天线。这个观察结果会被顶端天线的较差辐射图样干扰，这是由金属顶端的反射结合水平极化造成的结果。

作者和其他人进行固定的室内 DVB-T 接收的测试，目的是利用分集评估提高室内天线的覆盖潜在性（见参考文献［FSCL05］）。用垂直和水平极化的全向天线，以及垂直和水平极化的定向天线进行系统的测量。这个测量同时研究了空间、极化和角度分集，希望能用两分支的天线获得一个明显的性能提升。结果证明在建筑物深处的情况下，渗透性的水平极化是明显的首选，一般情况下空间极化要优于角度极化。由于后处理分析只在总接收功率上进行而不是在每个子载波的复杂接收信号上，因此现在的结果还不完全，最后使用全分集接收的测量可以获得一个完整的结果。

先前描述的 DVB-T 接收机使用了分集接收，在所有为 64QAM-OFDM 调制的DVR-T 新到的子载波上安置了 MRC，这基于特别设计的芯片。Tanaka 和同事在两篇合作的论文（见参考文献［TITT04］，［TITO04］）中研发了另一种技术，基于纯模拟电路，目的

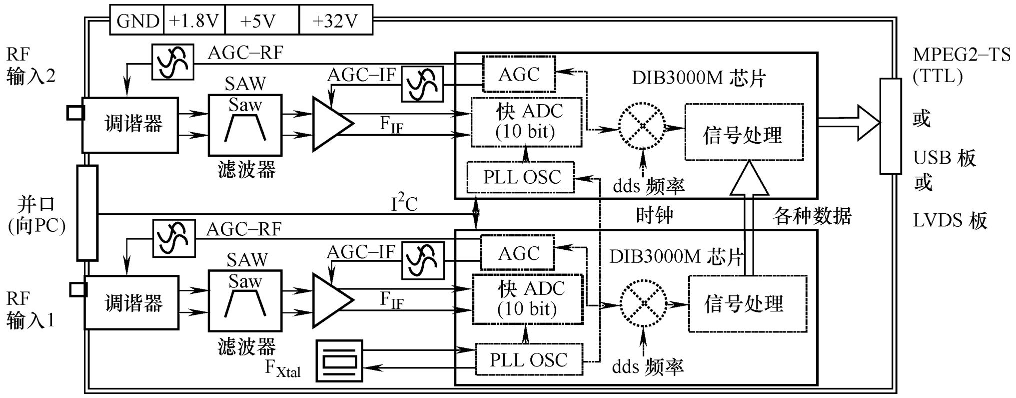


图 5. 16　DIBCOM 信号处理板的结构，如［GZSP04］

是在天线分支上实行自适应机制。这种方法的优点是在射频水平为分集处理提供了很简单的硬件电路，避免了基带处理带来的复杂度和损耗。建议的电路设计使用了变化容量的偶极子作为每个天线分支的基本调谐元素，随后两个输出信号用硬件固定的方式结合，发送到接收机，如图 5. 17 所示。

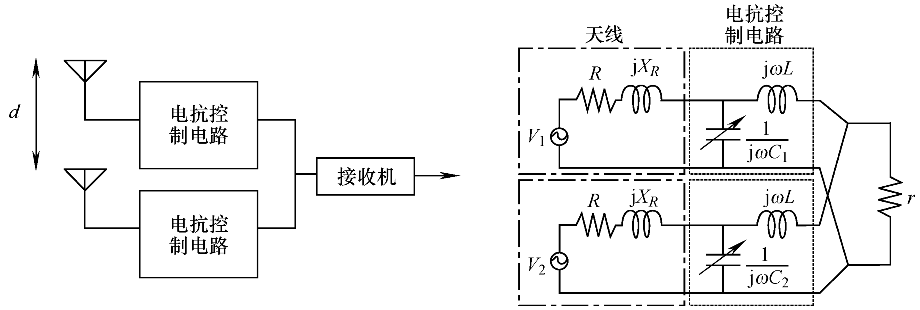


图 5. 17　自适应电阻负载结合电路的原理

很明显控制每个分支的电容值并不足以控制独立权重的幅度和相位，即是次优解。比较 MRC、SC 和建议的计划，得到的最好结果表明后者粗略地等于 SC。但也表明，性能损失的主要原因是从接收机输入端看等效天线系统的配套不完善。针对此问题一种提升方法是当独立权重的相位旋转表现极大的敏感度等，即靠近天线实际的工作点，加一个匹配电路，用来获得最佳匹配效应。分集天线的增益结果近似等于 MRC。

3. 超宽带的分集

最后，直到最近，接收机在窄带衰落减轻的背景下进行的许多有关分集的研究实际应用，因为其中分集增益已知也很有利。但是，无线通信越来越趋向于宽带，目的是获得更高的传输速率。在这个背景下分集的优势需要重新审视。超宽带的情况特别引人注意，一方面是因为严格的发射功率限制鼓励了提高利用链路空闲的技术；另一方面，因为对于极端的带宽，很需要一种实际综合的分集原理的研究。实践中，作为窄带分集的对立面，没有唯一的方法来定性分集增益，因为带宽的大小和选择的波形进入到正在考

虑的物理层方案。Sibille 考虑了接收机原理的特点，定义了输出信号的空间变化的相关函数（见参考文献［Sibi04］）。根据事实，天线信号只会同步或者不同步，完全相等或者不相等，输出信号表现出强烈的空间相关或者快速的空间不相关，如图 5.18 所示。这些特点与在 UWB 信道的多径分集有直接关系。完全相关性和快速去相关都找到了各种可能性的直接例证，和相应的接收机结构来使用 UWB 分集。第一点是通过合适的同步接收信号来获得能量增益。第二点是使用几个发射天线获得信号的复用，以及正确的解复用或者空间去相关带来的接收数据流。

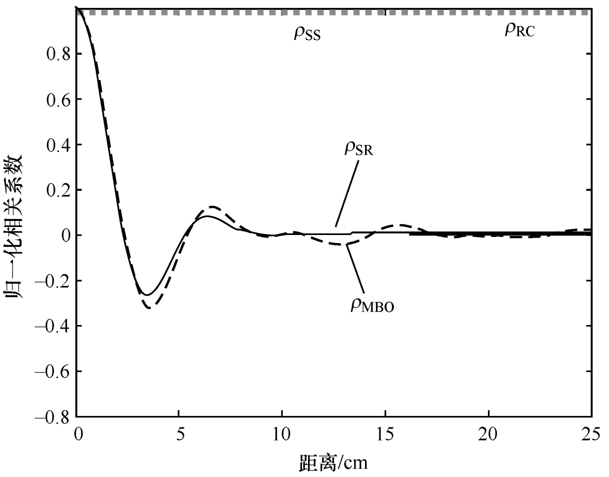


图 5.18　UWB 空间相关性（ρ_{SS}，ρ_{SR}，ρ_{RC}和ρ_{MBO}分别表示同步传感器、同步参考、rake 联合和多频带 OFDM，更多细节参考参考文献［Sibi04］）

Liu 等人也考虑了多频带 OFDM 的特殊情况，从实验的空间变化信道测量表明，典型的办公室室内环境下，不同子载波充分的去相关可以通过一个距离小于 3cm 的内置传感器来获得。

5.3.3　MIMO 技术背景下的分集

MIMO 技术是众所周知的，它允许除接收端外发射端的多样性。但是，在大多数研究中，考虑的是理想的各向同性的天线，而天线元素间的互相耦合被认为是对分集有很明显的影响。为了这个目的 COST 273 进行了几个工作，目的是评估这种相互耦合对 MIMO 无线信道容量的影响。

Tran 和 Sibille 在参考文献［TrSi02］中第一次分开空间相关性和相互耦合，目的是分析它们各自对窄带信道容量的影响。定义了一些由 2 个、3 个和 4 个单极天线组成的实数和虚数的圆形阵列类型来实现这个目的。一个真正的阵列包括这两个现象。虚数阵列只把重点放在空间相关性上，而重新耦合的相隔比较远的天线的阵列重点在相互耦合上。在角度是全方向的情况下，空间相关性可以用 0 阶 J_0（$2\pi d/\lambda$）的贝塞尔函数量化，d 是两个天线之间的距离。使用虚数阵列的信道容量似乎和这个量成反比，只有当

相互阻抗 Z_{21} 是实数，相互耦合才使信道容量下降。本文在实数阵列中同样研究了负载阻抗的作用，如图 5.19 所示。如果是高负载阻抗，它的容量与使用虚数阵列的容量相当（没有耦合的影响）。如果是小负载，它的容量降低和使用距离较远天线组成的阵列和重新耦合造成的容量降低相似。一个主要结论是相互耦合和空间相关都不利于信道容量，但是两者都存在则导致了高容量。实数阵列的平均容量总是大于或者等于虚数阵列的容量。

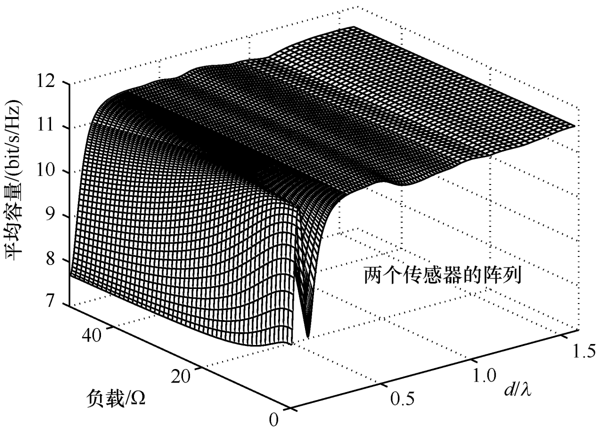


图 5.19　负载阻抗和天线间隔的影响（见参考文献［TrSi02］）

为了进一步理解这些现象，稍后的工作（见参考文献［TrSi02］）使用几个人工阵列的变体来计算仿真的平均容量。这些变体包括人工辐射图样［尺寸耦合阵列（MCA），其中只考虑了真的阵列辐射图样的幅度，和相位耦合阵列（PCA），其中只考虑了真的辐射图样的相位］。图 5.20 绘出了一些结果，对小阵列天线来说，辐射场的相位在 MIMO 分集中比它们的大小更重要。

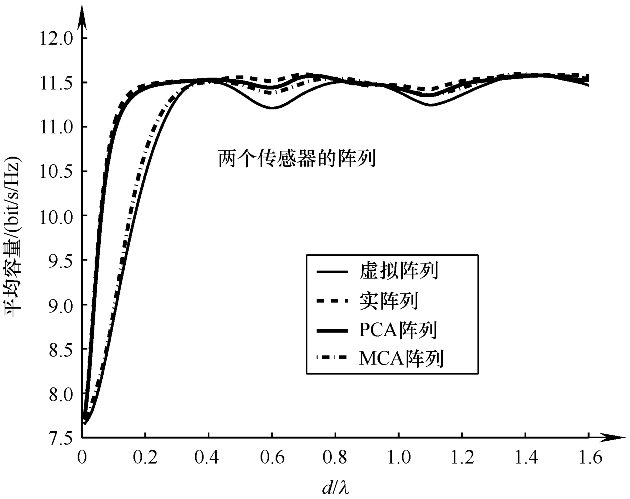


图 5.20　信道容量中的幅度和相位的角色（见参考文献［TrSi03］）

参考文献［NdHH04a］中引入了基于电磁场的一个 MIMO 信道模型。使用的天线是在共振频率下的半波长偶极子。耦合是通过（$M+N$）×（$M+N$）的阻抗矩阵 $\boldsymbol{Z}$ 解释，与所有链路两端的电压和电流相关，M 和 N 分别代表发送端和接收端的天线的数量。$\boldsymbol{Z}$ 分解成 $\boldsymbol{A}$、$\boldsymbol{B}$、$\boldsymbol{C}$、$\boldsymbol{D}$ 的子矩阵，其中 $\boldsymbol{A}$ 和 $\boldsymbol{D}$ 分别是发送端和接收端的互阻抗矩阵，而 $\boldsymbol{B}$ 和 $\boldsymbol{C}$ 是信道转移阻抗矩阵其中 $\boldsymbol{C}=\boldsymbol{BT}$。问题是以积分方程的形式给出的，然后用 MoM 解决。用电压转移矩阵 $\boldsymbol{T}$ 来进行容量计算。使用两径信道模型（视距和地面反射），多数情况下能找到矩阵 $\boldsymbol{T}^{\mathrm{H}}$ 的非零特征值。将一些结果与模拟的转移阻抗矩阵 $\boldsymbol{B}$ 的同一的独立高斯分布进行比较。图 5.21 表明了当考虑一个 2×2MIMO 系统的相互耦合提升时，即意味着信道容量的降低，T（2，1）和 T（2，2）之间的相关性会提升。

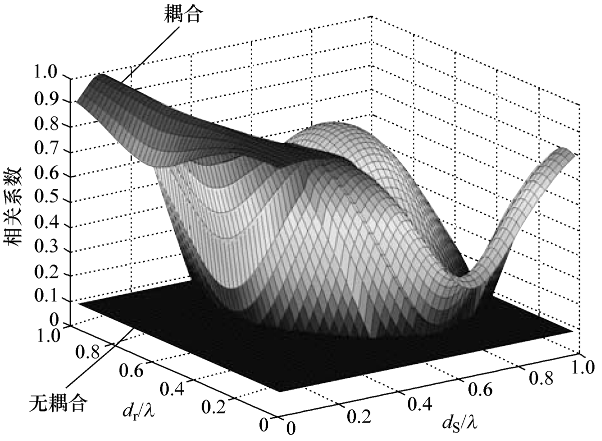


图 5.21　发送机和接收机阵列不同的元素间距下的 T（2，1）和 T（2，2）之间的相关性（见参考文献［NdHH04a］）

沿着同样的路线，具有耦合的信道矩阵 H_c 是用没有耦合的信道矩阵 H_{nc} 和两个在两边的耦合矩阵 $\boldsymbol{K}_{TX}$ 和 $\boldsymbol{K}_{RX}$ 表示的，用自我耦合归一化（见参考文献［NdHH04b］）。在 4 个方面扩展这个表达结果，一个与非耦合信道相应，另外两个是耦合只出现在链路的一端，最后一个是全耦合。

容量是在高信噪比（20dB）的背景下，用信道矩阵 $\boldsymbol{H}$ 的相关矩阵 $\boldsymbol{R}_{\mathrm{H}}$ 计算出来的。$\boldsymbol{R}_{\mathrm{H}}$ 也可以用 $\boldsymbol{R}_{\mathrm{H,nc}}$ 表达，这个相关矩阵不包含耦合。耦合和非耦合两种情况下的容量差 ΔC 与耦合矩阵的特征值的基 2 对数的和近似相等。使用的信道模型是相同的独立分布的矩阵项，一般情况下天线是半波偶极子。使用了 3 种不同的信道矩阵的归一化：第一种，归一化 $\boldsymbol{H}_{nc}$，推导出 $\boldsymbol{H}_c$；第二种，直接归一化 $\boldsymbol{H}_c$ 来去掉因为耦合增高的功率；第三种归一化只取消了发送端的功率变化。随着发送端达到 $d_{TX}/\lambda=0.5$ 的天线间距，会因为空间相关导致信道矩阵秩的减小。同样，降低天线间距可以提高发送端或者接收端的功率，也会带来容量的提升。总之，MIMO 天线设计中需要考虑这两种影响的折中。

在所有这些以前的阐释工作中，Burr（见参考文［Burr04］）研究了相互耦合的影

响和接收模式 Ψ_R 天线元素图样的转向矢量，和一个有限散射信道模型下的相关矩 $\boldsymbol{R}$，使用基于 Steyskal（见参考文献［StHe90］）模型的相互耦矩阵 $\boldsymbol{C}$。在图 5.22 中，绘出了一个 8×8 天线系统的信道容量的 CDF。我们看到相位耦合（C 为正）提高了容量，反相位耦合（C 为负）降低了容量和阵列的增益（因为耦合导致 SNR 的提高，带来更多的接收功率）。没有阵列增益时，其结果是相反的，这样阵列增益的影响似乎比提高相关性的影响更为明显。

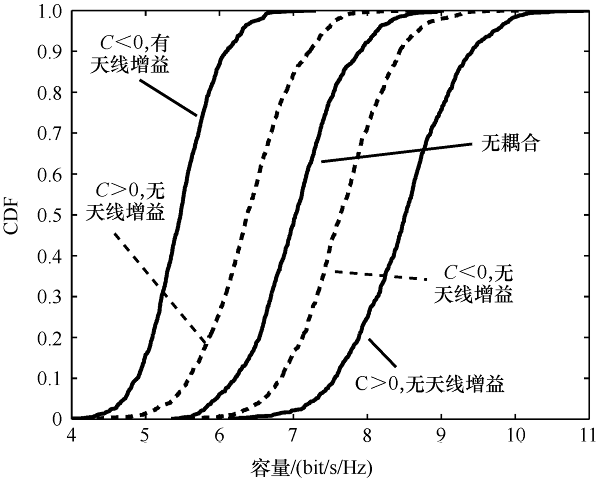


图 5.22　一个 8×8MIMO 系统的 MIMO 容量的 CDF（见参考文献［Burr04］）

相关矩阵 $\boldsymbol{R}_{R,ik}$ 项上的元素定向响应也被用来分析定义平均角度功率谱密度进行了分析（Angular Power Density Spectrum，APDS）。如果 APDS 是均匀的且所有天线是全向天线，则一类 0 阶贝塞尔函数是平均相关的，MIMO 系统中可以用两种方法考虑耦合，一种是考虑修订的转向矢量和单独的元素样式，另一种是计算/测量阵列中的元素的直接响应。

Derneryd 在参考文献［DeKr04］中分析了两个偶极子阵列的相关系数对分集特点的影响。这个系数用近场或者远场或者两者的参数计算，会得到相同的结果。相互耦合考虑了端口终止（50Ω）和以加权因子 $S(\Omega)$（即角功率谱）模拟的传播环境。图 5.23 给出了由两个远场辐射模式计算出的相关，其中入射波分布在 90°的扇区内，左边的是天线间隔沿水平变化，右边的是垂直变化。在近场方法中，$S(\Omega)$ 的相等，相关性是由天线终端的电压和电流得来的。

使用近场和远场参数，首先计算开关电路的相关矩阵 $\boldsymbol{E}_{[V_{oc}V_{oc}^H]}$，和电压的相关矩阵 $\boldsymbol{E}_{[V V^H]}$ 还有推导出的端口终止条件。四天线配置中需要低相关系数和高天线效率之间的变换。

为实际中实现终端上 MIMO 阵列天线的分集工作的进一步进行，比如 PDAs（见参考文献［RoHi04］），或者使用极化分集（见参考文献［WKSW03］）。更多的关于MIMO 阵列天线的结果在本书的 6.4 节里给出。

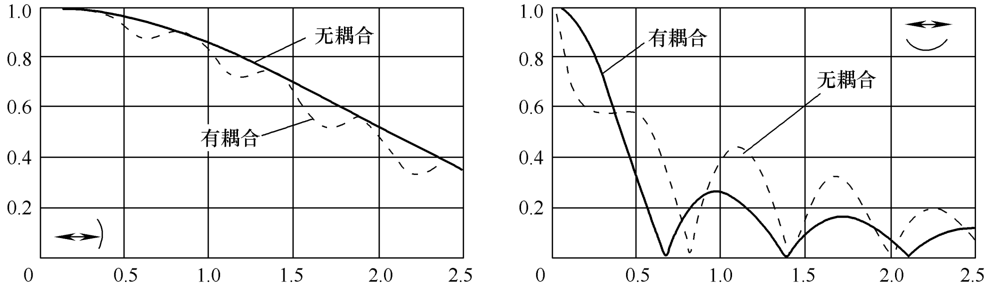


图 5.23　两个平行/垂直间距为波长整数倍的偶极子的相关系数的大小
（见参考文献［DeKr04］；箭头代表阵列，月牙代表这个情况的角度分布）

5.4　超宽带

5.4.1　引言

超宽带（Ultra Wide Band，UWB）无线电作为一种为未来消费通信应用的有前景的候选技术，尤其是它的低成本，协调和可靠地操作，吸引了学术和工业界的极大的兴趣。超宽带通常定义为一种占有带宽大于中心频率 20% 的无线电技术，或者是至少 500MHz 带宽。现在，只有美国有监管会为超宽带通信和测量系统批准的频率许可3. 1 ~ 10. 6GHz。与超宽带技术有关的一系列优点和挑战如今经常被讨论。在理想情况下，比如，带限 AWGN 信道的信道容量随着带宽的增长比随着功率的增长要快。这样超宽带无线电技术提供了潜在的短距离高速数据传输，适合因特网的宽带接入和设备间的连接。为了利用这一优势，需要近似的物理层和媒体层接入技术。进一步，超宽带在范围测定中提供了良好的准确性。定位功能可以使位置感知装置的特殊网络成为现实，比如传感器或者为精确跟踪人员或资产的射频标签。

尽管超宽带预期可以抵抗其他系统的干扰，但也要找到一种方法来应用这种技术而不带来对其他同频带的系统的干扰。

一个开发 UWB 技术潜力的基本前提是对超宽带无线电信道全面的认知，比如 EM 波传播和天线的影响。这样，需要进行一系列 UWB 无线电信道的测量，信道模型由 COST 273 衍生出来。

5.4.2　无线电信道测量

准备用 COST 273 进行的测量总结见表 5. 12。所有测量所使用的频率是大多数实验室可以容易获得的 VNA。VNA 测量的主要优点是可以获得非常高的测量带宽；频率覆盖从 1 ~ 11GHz，带宽从 2 ~ 10GHz。VNA 测量原理要求在扫描测量带宽时环境状态保持静止。这是一个主要缺点，参考文献［ZeST04］给出了一个更完善的评估时间变异的信道探测器。这个信道探测器基于最长长度的循环二进制序列，它通过使用同步处理结构支持 MIMO 测量。首先，它可以覆盖从近似直流到 5GHz 的带宽。另外，其定位是否

合适也已被证明。

给出的 VNA 测量强调多天线设定，包括 SISO、SIMO、双 SIMO、MIMO。所有情况都使用虚拟阵列，即一个单天线一步步移动到不同的阵列元素的位置。给定的测量包含预期的大多数应用环境，命名为室内、办公室和家庭环境，还有一个测量强调一种工厂环境。

结果中可以得到一个非常有启发的例子，参考文献［HaTK04a］，［HaTK04b］，［HaTK05］提出了室内超宽带传播机制的主要机制的深入观察，在图 5.24 和图 5.25 表明（见参考文献［HaTK04a］）。

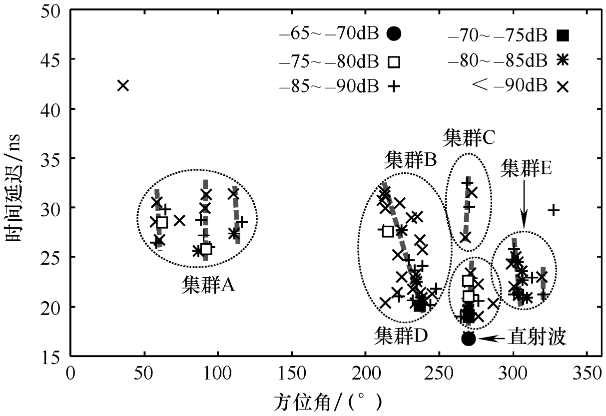


图 5.24　SAGE 估计的确定性组件和视距测量的集群组织（见参考文献［HaTK04a］）

表 5.12　COST 273 内的 UWB 测量

分组	无线通信中心（芬兰）	IMST（德国）	法国电信 R&D（法国）
带宽/GHz	2~8	1~11	4~6
方法	VNA（Agilent 8072ES）	VNA（HP）8719D	VNA(AB millimeter MVNA 8-350)
采样	1601	1024	
环境	演讲厅，小会议室，大礼堂（30~300m^2）	办公室（25m^2），走廊	办公室（16~75m^2），走廊，图书馆
情景	LoS	办公室-LoS 办公室-NLoS	LoS，NLoS
天线高度/m	0.6，1.1，2.2	1.5	发射天线 2.2，接收天线 1.1，1.3，1.4，1.6
类型	SISO	SIMO，发射天线虚拟阵列 30×50	SIMO，虚拟 60-UCA
发射天线接收天线距离/m	1.5~13	办公室 3，走廊小于 18	2.6~16.6
天线	锥形 0dBi	双锥形 1dBi	印制偶极子
结果	冲激响应	PDP，S-V 参数，频域功率延迟，路径损失，幅度统计	PDP，S-V 参数，RMS 时延扩展，幅度统计
参考文献	［HoHä02］	［KuPa02］	［PaVP03］

（续）

分组	ENSTA（法国）	无线通信中心（芬兰）	东京科技研究所（日本）
带宽/GHz	2 ~ 10	1 ~ 11	3.1 ~ 10.6
方法	VNA	VNA（HP 8072S）	VNA
采样		1601	801
环境	图书馆	会议室	房间，室外到室内
情景	LoS，NLoS	LoS，NLoS	LoS，NLoS
天线高度/m			发射天线 1.3，接收天线 1
类型	SIMO	SIMO，虚拟 ULA	MIMO，发射天线虚拟 10-ULA（间隔 4.8cm），接收天线虚拟 10 × 10 阵列（间隔 4.8cm）
发射天线接收天线距离/m	3		5
天线	单极子	锥形，0dBi	单极子
结果	冲激响应，实验扩展 CDF	冲激响应，PDP，RMS 时延扩展，	空时分析，DoA，DoD，集群化，散射损失，DoA-ToA 图，DoA 角分布扩展，集群参数［HaTK05］
参考文献	［Sibi04］	［JäHH04］	［HaTK04a］，［HaTK04b］，［HaTK05］

分组	隆德大学（瑞典）	东京科技中心（日本）	伦敦皇家学院（英国）
带宽/GHz	3.1 ~ 10.6	3.1 ~ 10.6	
方法	VNA（HP 8072S）	VNA	VNA
采样	1251	751	1601
环境	大厅（13.6m × 9.1m × 8.2m）	空的会议厅（15.75m × 6.64m × 2.46m）	
情景	LoS，NLoS	LoS	LoS，NLoS
天线高度/m		1.42	发射天线 1.5，接收天线 1.5
类型	MIMO，发射接收天线虚拟 7-ULA（间隔 5cm）	1. 发射天线固定，接收天线虚拟 10 × 10 × 7 阵列（间隔 4.8cm），2. 接收天线固定，发射天线虚拟 10 × 10 × 7 阵列（间隔 4.8cm）	SIMO，接收天线虚拟 101 × 101 阵列（间隔 1cm）
发射天线接收天线距离/m	2，4，8	7.86	4.5
天线	锥形单极子	双锥形	锥形
结果	PDP，RMS 实验扩展，DoA 和时延	空时分析，DoA，DoD 统计，RMS 实验扩展	相关距离
参考文献	［KWAT04］	［TsHT04］	［LAME05］

方位角延迟范围中传播路径的延迟和衰减聚集在视距测量中可以很明显地看出，如图 5. 24 所示。在这种情况下，镜面反射可以作为主要的互相作用类型，可以与房间的物理结构相应，如图 5. 25 所示。

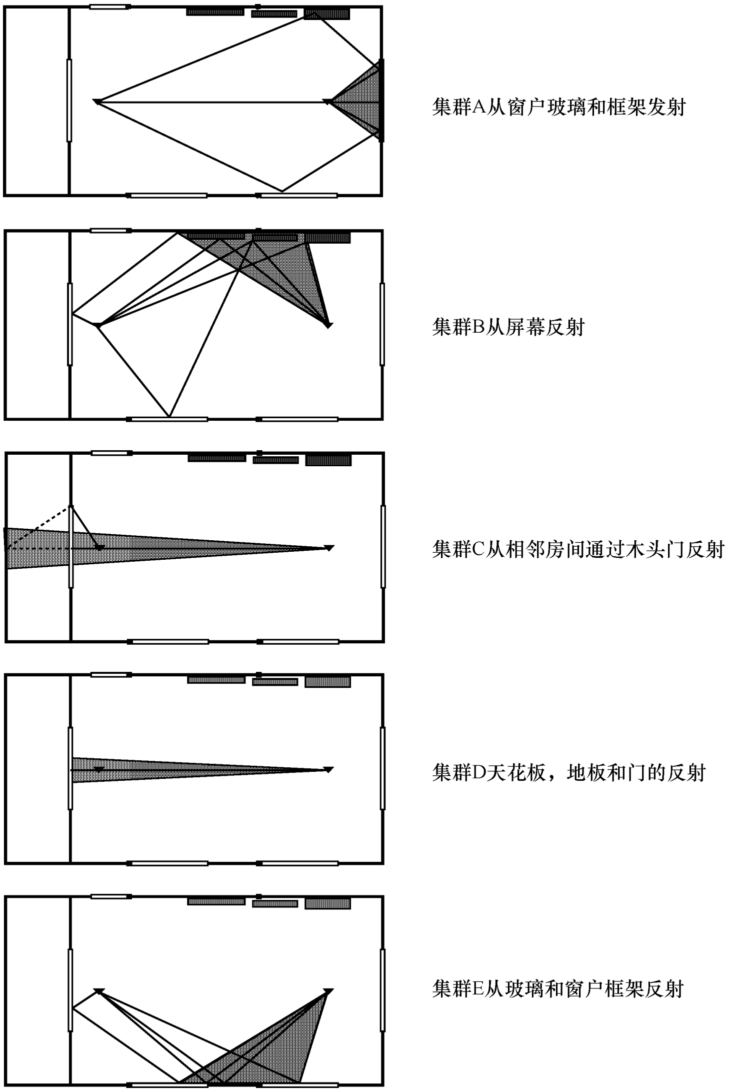
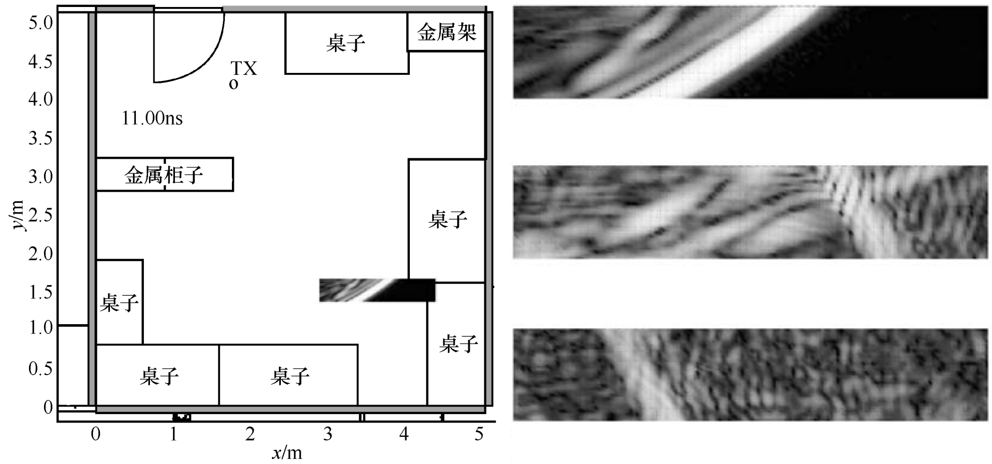


图 5. 25　视距测量的不同环境物理结构的聚合辨识（摘自参考文献［HaTK04a］）

参考文献［KuPa02］基于阵列测试，波前可以重构。图 5. 26 显示了这样的波前在办公室环境下通过 150cm × 30cm 的矩形观察阵列。过后大约 11ns，直接辐射波到达，如图 5. 26b 所示。过一会儿，从右边发射来的波到达观测阵列，如图 5. 26b 所示（中间和低端）。可以明显观察到交叉波前的干扰。



a) TX在门旁边，其他处理为矩形的测量环境

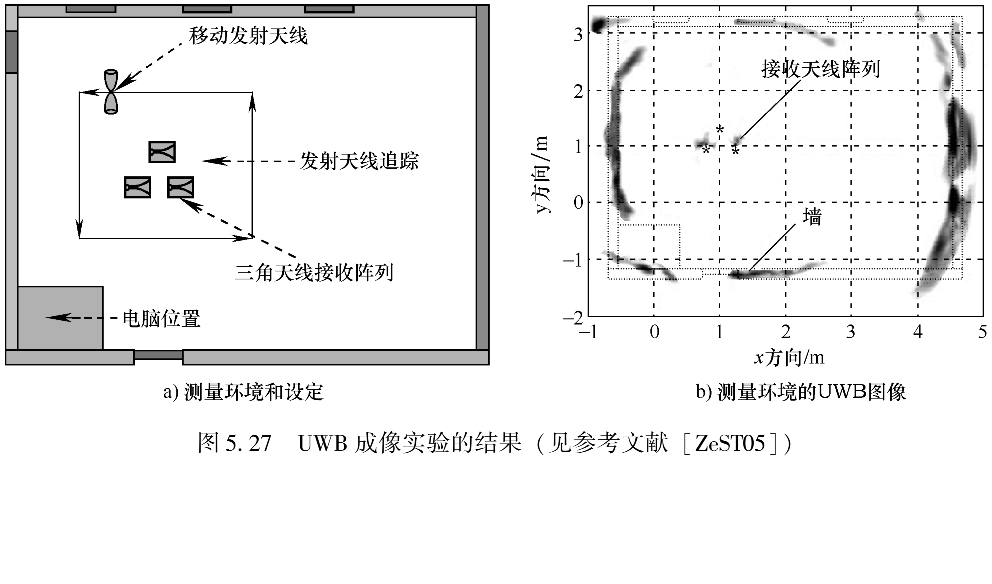
b) 11ns(顶部),17ns(中间),19ns后通过观察矩形的重构的波前

图 5.26　UWB 测量产生的波前（见参考文献［KuPa02］）

主要结果是 UWB 信道是由强烈的、独立的反射决定的，这种反射在大的距离（与波长比较）表现出相干性。它们叠加到密集多径簇上，伴随着熟悉的指数衰减和宽带信道常有的延迟。但是，为了获得低的过剩的延迟，偏离指数延迟的密集多径带来了更低的功率。

不像小的分数带宽那样，由天线引起的频率趋向是不容忽视的。比如，链路两端的固定增益天线除了传播信道可能的固有频率依赖性以外，会增加 $1/f$ 的趋势。

在参考文献［ZeST05］中的关于联合定位成像实验中的结果使用了即时的参考文献［ZeST04］描述的多天线信道探测，展示了超宽带通信的能力。使用了 3 个天线的结合来确定发送天线的位置。基于这个信息，从测量的信道脉冲响应中抽取多径分量，通过后处理产生环境的图像，如图 5.27 所示。



a) 测量环境和设定

b) 测量环境的UWB图像

图 5.27　UWB 成像实验的结果（见参考文献［ZeST05］）

5.4.3 无线电信道模型

基于前面章节总结的测量，建议给出一个随机的和两个混合信道模型，见表5.13。随机模型考虑了观察到的密集多径簇。相应的模型是经典的Saleh-Valenzuela（S-V）方法的演变，比如调整路径振幅的统计特性。这种方法的主要优点是如抽头延迟线的简单实现。

表5.13 UWB信道模型

分　组	无线通信中心（芬兰）	卡塞尔大学（德国）	IMTS（德国）
仿制数量	ChIR-B	转变函数	转变函数，ChIR-B，空间变量
类型	混合	随机性	混合
确定性	射线追踪		简化射线追踪替代环境（虚拟源/汇）
随机性	莱斯衰落	时延扩展约束的Bello抽样模型	修改后的S-V
基于	测量	理论考虑	测量
参数设置		办公室LoS，办公室NLoS	
参考文献	[HoHä02]	[Katt02]	[KuPa03]

注：混合为确定性+随机性组件。
ChIR-B为复杂信道冲激响应，基带。

混合模型是由确定性和随机性成分组成。确定性成分包括考虑了观察到的主要回波的空间相关性，这被认为是超宽带无线电信道的特色。采用的方法是在通用环境中的一个高度简化的射线追踪（“虚拟源/接收器”）和全面因地制宜的射线追踪。随机性组件是为密集多径设置的。

所有的模型都提供了信道冲激响应和转移函数。参考文献[PaVP03]和[KuPa02]中可以找到一些关于路径损耗特性的信息。

参考文献[LoGC05]给出了一些关于射线跟踪技术扩展的想法，通过考虑频率对主要参数的依赖和三维天线的模型化，建立了良好的无线电信道仿真超宽带环境。

5.4.4 天线方面的问题

在超宽带环境中天线的频率依赖特性必须引起重视了。它们可能会改变所传输的信号的频谱内容，这样来扭曲冲击的形状，增大了信号检测的错误。进一步，典型WLAN和WPAN应用要求的天线需要小一点的形状，也要保持效率，这也是这个设计的一个主要挑战。

参考文献[Sibi04]通过评估相关器的输出中测量的捕获能量，分析了天线影响基于UWB系统的脉冲性的方法。几个无线电链路性能的仿真，对现实和仿真的天线，以及现实和仿真的信道都进行了仿真。一个低色散天线，即UWB情况下设计良好的天线，也表现出相关接收机的信噪比的最小的恶化。

参考文献［Sibi05］对为了提高 UWB 无线电链路性能而提出的 SIMO 和 MIMO 分集策略进行了初步评估。MIMO 技术通过联合同步可能会带来性能的提高，但是无线电信道的特点会显著的影响获得的分集增益。

参考文献

[3GPP03] 3GPP. Technical specifications group radio access network, UE radio transmission and reception(FDD), release 1999, v3.14.0. TS25.101, June 2003.

[Boyl02a] K. R. Boyle. Mobile phone antenna performance in the presence of people and phantoms. In *Proc. IEE Antenna Measurement and SAR Seminar*, Loughborough, UK, May 2002. [Also available as TD(03)054].

[Boyl02b] K. R. Boyle. Radiation patterns and correlation of closely spaced linear antennas. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 50(8):1162–1165, Aug. 2002. [Also available as TD(02)018].

[Boyl03] K. R. Boyle. The performance of GSM 900 antennas in the presence of people and phantoms. In *Proc. ICAP 2003 - 12th Int. Conf. on Antennas and Propagation*, Exeter, UK, Mar. 2003. [Also available as TD(04)113].

[BUGL04] K. R. Boyle, M. Udink, A. de Graauw, and L. P. Ligthart. A novel dual-fed, self-diplexing PIFA and RF front-end (PIN-DF2-PIFA). In *Proc. IEEE AP-S 2004 - IEEE Int. Symp. On Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Monterey, CA, USA, June 2004. [Also available as WP(04)022].

[Burr04] A. G. Burr. Multiband MIMO antenna arrays. In *Proc. 13th IST Summit on Mobile and Wireless Commun.*, Lyon, France, June 2004. [Also available as TD(04)107].

[CDWC04a] O. Colas, C. Dale, J. Wiart, G. Christophe, and L. Robert. Comparison between mean effective gain (MEG) and its approximation in a uniform arrival angle environment. TD(04)058, COST 273, Athens, Greece, Jan. 2004.

[CDWC04b] O. Colas, C. Dale, J. Wiart, G. Christophe, and L. Robert. Influence of hand on the mean effective gain (MEG). TD(04)136, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[CENE00] Basic standard for measurement of specific absorption rate related to human exposure to electromagnetic fields from mobile phones(300 MHz-3GHz). CENELEC TC211 European Standards, June 2000.

[CENE01] Basic standard for measurement of specific absorption rate related to human exposure to electromagnetic fields from mobile phones(300 MHz-3GHz). CENELEC Standard ENS 50361, Brussels, Belgium, July 2001.

[ChKn04] M. Christensen and H. Knöß. Investigation of different phantom head models including holder. TD(04)068, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[ChRo04] A. Char and M. Roberty. Measurement setup for 3G phones. Master's thesis, Aalborg University, Aalborg, Denmark, 2004. [Also available as TD(04)115].

[CoDW03] O. Colas, C. Dale, and J. Wiart. Influence of user head and the terminal position on the mean effective gain for different environments. TD(03)173, COST 273, Prague, Czech Rep., Sep. 2003.

[CoDW04] O. Colas, C. Dale, and J. Wiart. Influence of hand on the terminal total radiated power (TRP). TD(04)057, COST 273, Athens, Greece, Jan. 2004.

[CoWi05] O. Colas and J. Wiart. Simple environment models for mean effective gain (MEG) estimation. TD(05)054, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[DeBL04] B. Derat, J.-Ch. Bolomey, and C. Leray. On the existence of a lower bound of SAR value for GSM mobile phone-a resonator based analysis. In *Proc. JINA 2004 - 13th International Symposium on Antennas*, Nice, France, Nov. 2004.

[DeBo05a] B. Derat and J.-Ch. Bolomey. Analytical lower and upper bounds of power absorption in near field regions deduced from equivalent junction model. *J. Electromagn. Waves Applicat.*, pages –, 2005. In press.

[DeBo05b] B. Derat and J.-Ch. Bolomey. A new equivalent junction model for characterizing power absorption by lossy scatterers in reactive field regions. In *Proc. ANTEM 2005 - 11th Int. Symp. on Antenna Techn. and Appl. Electromagnetics*, Saint Malo, France, June 2005. [Also available as TD(04)188].

[DeKr04] A. Derneryd and G. Kristensson. Signal correlation including antenna coupling. *Elect. Lett.*, 40(3):157–157, Feb. 2004. [Also available as TD(04)127].

[DuGG04] Ph. Duchesne, L. Garreau, and A. Gandois. Compact multi-probe antenna test station for rapid testing of active wireless terminals. WP(04)023, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[FSCL05] A. Fluerasu, A. Sibille, Y. Corre, Y. Lostanlen, L. Houel, and E. Hamman. A measurement campaign of spatial, angular, and polarization diversity reception of DVB-T. TD(05)019, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[GaFo05] A. Gandois and L. Foged. Reference antennas for calibration and benchmarking of antenna measurement systems. TD(05)073, COST 273, Leuven, Belgium, June 2005.

[Glaz03] A. A. Glazunov. UE antenna efficiency impact on UMTS system coverage/capacity. R4-030546, 3GPPTSG-RAN Working Group 4 (Radio) meeting #27, Paris, France 19th-23rd May, May 2003. [Also available as TD(03)186].

[Glaz04a] A. A. Glazunov. Impact of head phantom models on handset antenna efficiency measurement accuracy in terms of body loss in passive mode. TD(02)144, COST 273, Lisbon, Portugal, Sep. 2004.

[Glaz04b] A. A. Glazunov. Joint impact of the mean effective gain and base station smart antennas on WCDMA FDD system performance. In *Proc. Nordic Radio Symp. 2004*, Oulu, Finland, Aug. 2004. [Also available as TD(04)158].

[Glaz04c] A. A. Glazunov. Mean effective gain of user equipment in double directional channels. In *Proc. PIMRC 2004 - IEEE 15th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Barcelona, Spain, Sep. 2004. [Also available as TD(03)187].

[Glaz04d] A. A. Glazunov. On the user equipment antenna performance. WP-04-018, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[Glaz04e] A. A. Glazunov. Terminal antenna performance measurements in anechoic chamber with fictitious scatters. TD(02)143, COST 273, Lisbon, Portugal, Sep. 2004.

[Glaz04f] A. A. Glazunov. Theoretical analysis of mean effective gain of mobile terminal antennas in ricean channels. In *Proc. VTC 2002 Fall - IEEE 56th Vehicular Technology Conf.*, Vancouver, Canada, Sep. 2004. [Also available as TD(02)090].

[GlPa04] A. A. Glazunov and E. Pasalic. Comparison of MEG and TRPG of practical antennas. In *Proc. PIMRC 2004 - IEEE 15th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Barcelona, Spain, Sep. 2004. Also available as TD(03)128 and TD(03)183.

[GZSP04] A. Guena, D. Zapparata, A. Sibille, and G. Pousset. Mobile diversity reception of DVB-T signals using roof or window antennas. TD(04)014, COST 273, Athens, Greece, Jan. 2004.

[Hans88] J. E. Hansen. *Spherical Near-Field Antenna Measurements.* 26. IEE Electromagnetic Wave Series, London, UK, 1988.

[HaTK04a] K. Haneda, J. Takada, and T. Kobayashi. Clusterization analyses of spatio-temporal UWB radio channels in line-of-sight and non-line-of-sight indoor home environments. In *Proc. Joint COST 273/284 Workshop on Antennas and Related System Aspects in Wireless Communications*, Gothenburg, Sweden, June 2004. [Also available as WP(04)012].

[HaTK04b] K. Haneda, J. Takada, and T. Kobayashi. Double directional LOS channel characterization in a home environment with ultrawideband signal. In *Proc. WPMC 2004 - Wireless Pers. Multimedia Commun.*, Padova, Italy, Sep. 2004. [Also available as TD(04)160].

[HaTK05] K. Haneda, J. Takada, and T. Kobayashi. On the cluster properties in UWB spatiotemporal residential measurement. TD(05)066, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[HoHä02] V. Hovinen and M. Hämäläinen. Ultra wideband radio channel modelling for indoors. In *Proc. COST 273 First Workshop on Opportunities of the Multidimensional Propagation Channel*, Espoo, Finland, May 2002. [Also available as WP(02)002].

[IdYI01] I. Ida, H. Yoshimura, and K. Ito. Reduction of drift error of a network analyser in small antenna measurement,. *IEE Proc. Micro., Ant. and Prop.*, 148(3):188–192, June 2001.

[IEEE03] IEEE. Recommended practice for determining the peak spatial average specific absorption rate (SAR) in the human head from wireless communication devices: experimental techniques. Standard P1528, Brussels, Belgium, Apr. 2003.

[ITTO03] I. Ida, J.-I. Takada, T. Toda, and Y. Oishi. Effective range of drift reduction with an impedance converter for antenna measurements. TD(03)189, COST 273, Prague, Czech Rep., Sep. 2003.

[ITTO04a] I. Ida, J.-I. Takada, T. Toda, and Y. Oishi. An adaptive impedance matching system and appropriate range for control elements. In *Proc. ECTI 2004 - 1st ECTI Annual Conference*, Pattaya, Thailand, May 2004.

[ITTO04b] I. Ida, J.-I. Takada, T. Toda, and Y. Oishi. An adaptive impedance matching system and its application to mobile antennas. In *Proc. IEEE TENCON 2004*, Chiang Mai, Thailand, Nov. 2004. also available as TD(04)121.

[ITTO04c] I. Ida, J.-I. Takada, T. Toda, and Y. Oishi. An adaptive impedance matching system for mobile communication antennas. In *Proc. IEEE AP-S 2004 - IEEE Int. Symp. On Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Monterey, CA, USA, June 2004. [Also available as WP(04)022].

[ITTO04d] I. Ida, J.-I. Takada, T. Toda, and Y. Oishi. Experimental results of the adaptive impedance matching system. TD(04)187, COST 273, Duisburg, Germany, Sep. 2004.

[JäHH04] T. Jämsä, V. Hovinen, and L. Hentilä. Comparison of wideband and ultra-wideband channel measurements. TD(04)080, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[Jake74] W. C. Jakes. *Microwave mobile communications.* Wiley, 1974. see also [Automatic selection of receiving channels], US patent nr 1747218, Feb. 18, 1930.

[Katt02] R. Kattenbach. Transfer function modeling and its application to ultra-wideband channels. TD(02)136, COST 273, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.

[KBDG03] M. Y. Kanda, M. Ballen, M. G. Douglas, A. Gessner, and C. K. Chou. Fast SAR dertermination of gram-averaged SAR from 2-D coarse scans. In *Proc. BEMS 2003 - 25th Ann. Meeting of the BioElectromagnetics Society*, Wailea, HI, USA, June 2003.

[KDPS04] J. Krogerus, B. Derat, S. Pannetrat, H. Shapter, and A. Kruy. Estimation of measurement uncertainty in total radiated power measurements. TD(04)128, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[Kild02] P.-S. Kildal. Accurate measurements of small antennas and radiation from mobile phones in small reverberation chambers. TD(02)035, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[Knud01] M. B. Knudsen. *Antenna Systems for Handsets.* PhD thesis, Aalborg University, Aalborg, Denmark, 2001. [Also available as TD(01)143].

[KOLV04] O. Kivekäs, J. Ollikainen, T. Lehtiniemi, and P. Vainikainen. Bandwidth, SAR and efficiency of internal mobile phone antennas. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, 46(1):71–86, Feb. 2004. [Also available as TD(03)041].

[KPOE01] W. A. Th. Kotterman, D. Prasad, K. Olesen, P. Eggers, I. Z. Kovács, and G. F. Pedersen. Channel measurement set-up for multi antenna handheld terminal and multiple (interfering) base stations. In *Proc. WPMC 2001 - Wireless Pers. Multimedia Commun.*, Aalborg, Denmark, Sep. 2001. [Also available as TD(02)149].

[KrGl04] J. Krogerus and A. A. Glazunov. Measurements of radio performances for UMTS terminals in speech mode. R4-040612, 3GPPTSG-RAN Working Group 4 (Radio) meeting #33, Yokohama, Japan, 15th-19th November, Nov. 2004. [Also available as TD(05)051].

[KrJä05] J. Krogerus and T. Jääskö. Positioning of the DUT against the phantom. TD(05)074, COST 273, Leuven, Belgium, June 2005.

[KrJI03] J. Krogerus, T. Jääskö, and C. Icheln. Comparison measurements of the COST 273 SWG 2.2 reference monopole antennas. TD(03)131, COST 273, Paris, France, May 2003.

[KrMo05] E. Krenz and P. Moller. Systematic approach for hand emulation in radiated measurements. TD(05)062, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[Krog02a] J. Krogerus. On the phantom and tissue-simulating liquid to be used in handset antenna performance testing. TD(02)024, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[Krog02b] J. Krogerus. Phantoms for terminal antenna performance testing. TD(02)154, COST 273, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.

[Krog05a] J. Krogerus. Influence of the side of head on the mean effective gain of mobile handset antennas in talk position. TD(05)061, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[Krog05b] J. Krogerus. Influence of tissue-simulating liquid on mobile handset antenna performance. TD(05)060, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[KSLK02] K. Kalliola, K. Sulonen, H. Laitinen, O. Kivekäs, J. Krogerus, and P. Vainikainen. Angular power distribution and mean effective gain of mobile antenna in different propagation environments. . *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 51(5):832–837, Sep. 2002. [Also available as TD(02)028].

[KuBa92] N. Kuster and Q. Balzano. Energy absorption mechanism by biological bodies in the near field of dipole antennas above 300 MHz. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 41(1):17–23, Feb. 1992.

[KuPa02] J. Kunisch and J. Pamp. Measurement results and modeling aspects for the UWB radio channel. In *Proc. UWBST 2002 - IEEE Conf. on Ultra Wideband Systems and Technologies*, Baltimore, MD, USA, May 2002. [Also available as TD(02)105].

[KuPa03] J. Kunisch and J. Pamp. An ultra-wideband space-variant multipath indoor radio channel model. In *Proc. UWBST 2003 - IEEE Conf. on Ultra Wideband Systems and Technologies*, Reston, VA, USA, Nov. 2003. [Also available as TD(03)154].

[KWAT04] J. Kåredal, S. Wyne, P. Almers, F. Tufvesson, and A. F. Molisch. UWB channel measurements in an industrial environment. In *Proc. Joint COST 273/284 Workshop on Antennas and Related System Aspects in Wireless Communications*, Gothenburg, Sweden, June 2004. [Also available as WP(04)013].

[LAME05] J. Liu, B. Allen, W. Malik, and D. Edwards. On the spatial correlation of MBOFDM ultra wideband transmissions. TD(05)008, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[LiVC04] E. Van Lil, E. Verhaevert, and E. Van de Capelle. On the influence of the size of objects on the number of power pattern samples and harmonics. TD(04)051, COST 273, Athens, Greece, Jan. 2004.

[LoGC05] Y. Lostanlen, G. Gougeon, and Y. Corre. An approach to model the ultrawideband multipath indoor radio channel by ray-tracing methods. TD(05)047, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[LOIV03] T. A. Laitinen, J. Ollikainen, C. Icheln, and P. Vainikainen. Rapid spherical field measurement system for mobile terminal antennas. In *Proc. Instrumentation and Measurement Technology Conf.*, Vail, CO, USA, May 2003. [Also available as TD(03)134].

[LoMT02] S. Loredo, B. Manteca, and R. P. Torres. Polarization diversity in indoor scenarios: An experimental study at 1.8 and 2.5 GHz. In *Proc. PIMRC 2002 - IEEE 13th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Lisbon, Portugal, Sep. 2002. [Also available as TD(02)065].

[LVKK03] T. A. Laitinen, P. Vainikainen, T. Koskinen, and O. Kivekäs. Amplitude only vs. complex field measurements for mobile terminal antennas with a small number of measurement locations. In *Proc. Instrumentation and Measurement Technology Conf.*, Vail,CO, USA, May 2003. [Also available as TD(03)051].

[Mads04] K. Madsén. Reverberation chamber for mobile phone radiated tests. TD(04)087, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[MaMa02] M. Manning and P. Massey. Rapid SAR testing of mobile phone prototype using a spherical test geometry. In *Proc. IEE Antenna Measurement and SAR Seminar*, Loughborough, UK, May 2002.

[MeBF04] O. Merckel, J.-Ch. Bolomey, and G. Fleury. Rapid SAR measurement of mobile phones. *Int. J. of Applied Electromagnetics and Mechanics*, 19(1-4):183–186, 2004. also available as TD(03)098] and TD(04)202.

[MeFB01] O. Merckel, G. Fleury, and J.-Ch. Bolomey. Rapid SAR measurements via parametric modeling. In *Proc. 5th International Congress of the European BioElectromagnetics Association*, Helsinki, Finland, Sep. 2001.

[MeFB02] O. Merckel, G. Fleury, and J.-Ch. Bolomey. Propagation model choice for rapid SAR measurement. In *Proc. EUSIPCO 2002 - XIth Ann. European Signal Processing Conference*, Tolouse, France, Sep. 2002.

[Mikk03] H. V. Mikkelsen. Measurements on materials applied in covers for integrated antennas. TD(03)075, COST 273, Paris, France, May 2003.

[NdHH04a] H. Mbonjo, J. Hansen, and V. Hansen. Field theoretical investigations of the influence of mutual coupling effects on MIMO channels. In *Proc. Globecom 2004 - IEEE Global Telecommunications Conf.*, Dallas, TX, USA, Dec. 2004. [Also available as TD(03)145].

[NdHH04b] H. Mbonjo, J. Hansen, and V. Hansen. Impact of antenna design on the capacity of MIMO systems. WP(04)002, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[NiPe02a] J. O. Nielsen and G. F. Pedersen. Frequency dependence of the mean effective gain for mobile handsets. TD(02)077, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[NiPe02b] J. O. Nielsen and G. F. Pedersen. Mobile handset performance evaluation using spherical measurements. In *Proc. VTC 2002 Fall - IEEE 56th Vehicular Technology Conf.*, Vancouver, Canada, Sep. 2002. [Also available as TD(02)021].

[NiPe05] J. O. Nielsen and G. F. Pedersen. Using radiation pattern measurements for mobile handset performance evaluation. TD(05)072, COST 273, Leuven, Belgium, June 2005.

[OgTa00] K. Ogawa and J. I. Takada. An analysis of the effective performance of a handset diversity antenna-proposal for the diversity antenna gain based on a signal bit-error rate. In *Proc. IEEE AP-S 2000 - IEEE Int. Symp. On Antennas and Propagation*, Salt Lake City, UT, USA, Sep. 2000. [Also available as TD(03)142].

[OlLa98] B. G. H. Olsson and S -Å. Larsson. Description of antenna test method performed in scattered field for GSM MS. TD(98-106, COST 273, Duisburg, Germany, Sep. 1998.

[OrBK04] C. Orlenius, R. Bourhis, and P. S. Kildal. Diversity gain of active DECT phones with two built-in antennas measured in reverberation chamber. WP(04)019, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[Otte05] M. Otterskog. Modelling of propagation environments inside a scattered field chamber. In *Proc. VTC 2005 Spring - IEEE 61st Vehicular Technology Conf.*, Stockholm, Sweden, May 2005. [Also available as TD(05)017].

[PaVP03] P. Pajusco, S. Voinot, and P. Pagani. A study of the ultra-wide band indoor channel: Propagation experiment and measurement results. In *Proc. UWBST 2003 - IEEE Conf. on Ultra Wideband Systems and Technologies*, Oulu, Finland, June 2003. [Also available as TD(03)060].

[PeAn99] G. F. Pedersen and J. B. Andersen. Handset antennas for mobile communications: integration, diversity and performance. *Review of Radio Science 1996-1999*, pages 119–138, Aug. 1999.

[PeNi02] G. F. Pedersen and J. O. Nielsen. Radiation pattern measurements of mobile phones next to different head phantoms. In *Proc. VTC 2002 Fall - IEEE 56th Vehicular Technology Conf.*, Vancouver, Canada, Sep. 2002.

[Plic04] V. Plicanic. Antenna diversity study and applications. Master thesis report, Lund University and Ericsson Mobile Communications, Lund, Sweden, May 2004. [Also available as TD(04)095].

[RoHi04] P. R. Rogers and G. S. Hilton. 3D radiation pattern correlation of PDA-sized MIMO antenna arrays. WP(04)006, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[ScEK96] T. Schmid, O. Egger, and N. Kuster. Automated E-field scanning system for dosimetric assessments. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 44(1):105–113, Jan. 1996.

[Schm99] Application note:recipes for brain tissue simulating liquids. Schmid & Partner Engineering AG, Switzerland, Mar. 1999.

[Sibi04] A. Sibille. *Spatial aspects of UWB - Section 1: Spatial diversity*, In A. Molisch, I. Oppermann, M. Gabriella di Benedetto, D. Porcino, C. Politano, and T. Kaiser, editors, *UWB communication systems: a comprehensive overview.*

Hindawi Publishing Corporation, 2004. EURASIP Book Series on Signal Processing and Communications. In Press.

[Sibi05] A. Sibille. Time domain diversity in ultra wide band MIMO communications. *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, 3:316-327, 2005. [Also available as TD(03)071].

[SiFa03] A. Sibille and S. Fassetta. Intersector correlations: A quantitative approach to switched beams diversity performance in wireless communications. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 51(9):2238–2243, Sep. 2003. [Also available as TD(01)002].

[StHe90] H. Steyskal and J. S. Herd. Mutual coupling compensation in small array antennas. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 38(12):2238–2243, Dec. 1990.

[Taga90] T. Taga. Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 39(2):117–131, May 1990.

[TaTs87] T. Taga and K. Tsunekawa. Performance analysis of built in planar inverted antenna for 800 MHz. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 5:921–929, June 1987.

[TITO04] H. Tanaka, I. Ida, J. I. Takada, and Y. Oishi. Combiner circuit design of two-branch RF diversity antenna controlled with variable capacitors. TD(04)196, COST 273, Duisburg, Germany, Sep. 2004.

[TITT04] H. Tanaka, I. Ida, J. I. Takada, T. Toda, and Y. Oishi. Diversity antenna loaded with variable capacitors for effective combining. In *Proc. International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP2004)*, Sendai, Japan, Sep. 2004. [Also available as WP(04)020].

[TrSi02] V. P. Tran and A. Sibille. Inter-sensor coupling and spatial correlation effects on the capacity of compact MIMO antennas. TD(02)128, COST 273, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.

[TrSi03] V. P. Tran and A. Sibille. MIMO channel capacity and mutual coupling in circular arrays of monopoles. TD(03)099, COST 273, Paris, France, May 2003.

[TsHT04] H. Tsuchiya, K. Henada, and J. Takada. UWB indoor double-directional channel sounding for understanding the microscopic propagation mechanisms. In *Proc. WPMC 2004 - Wireless Pers. Multimedia Commun.*, Padova, Italy, Sep. 2004. [Also available as TD(04)192].

[VOKK02] P. Vainikainen, J. Ollikainen, O. Kivekäs, and I. Kelander. Resonator based analysis of the combination of mobile handset antenna and chassis. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 50(10):1433–1444, Okt 2002.

[Whee75] H. Wheeler. Small antennas. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 23(4):462–469, July 1975.

[WKSW03] C. Waldschmidt, C. Kuhnert, S. Schulteis, and W. Wiesbeck. Compact MIMOarrays based on polarisation diversity. In *Proc. IEEE AP-S 2003 - IEEE Int. Symp. On Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Columbus, OH, USA, June 2003. [Also available as TD(03)107].

[ZeST04] R. Zetik, J. Sachs, and R. Thomä. Ultra-wideband real-time channel sounder and directional channel parameter estimation. In *Proc. URSI 2004 - 18th Triennial Intl. Symp. On Electromagnetic Theory*, Pisa, Italy, May 2004. [Also available as TD(03)201].

[ZeST05] R. Zetik, J. Sachs, and R. Thomä. Imaging of propagation environment by UWB channel sounding. TD(05)058, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

第 6 章　MIMO 信道建模

Ernst Bonek，João Gil，Luís M. Correia，Robert J. C. Bultitude，
Christiane Kuhnert，Claude Oestges，Mark Beach，Mythri
Hunukumbure，Andreas Molisch，and Helmut Hofstetter

6.1　概述

MIMO（多输入多输出）克服高速无线数据传输瓶颈的性能已经极大推动了对空时信道和系统的研究。近几年，超过半数会议都致力于解决空时码、收发机算法、天线配置和 MIMO 的信道模型问题。然而，没有人怀疑 MIMO 是否适用于高速无线数据，我们不应该认为这是 B3G 系统应该解决的唯一问题，因为还有很多问题留待解决。

在 COST 273 中关于 MIMO 的许多优势大体上在本书的 3 个章节中给出说明。用于 MIMO 发送和接收方案的空时码和算法包含在第 2 章、第 3 章以及第 7 章，另外还有除了 MIMO 之外其他领域的再编码和发送接收设计上的相关优势。第 4 章涉及了 MIMO 信道以及更少变化的信道的多维特性。

本章集中研究测量和建模 MIMO 信道、天线配置以及可能的部署场景。MIMO 的首要特性，即它的高容量性能，由第 7 章的一个信息理论观点阐述。容量已经普遍地成为用于衡量模型、算法和码流的尺度。从本章的内容中可以看到，即使考虑到容量的不同意义，容量仍不足以捕捉 MIMO 系统的所有方面㊀。

在给定环境下有优势的 MIMO 信道决定了可以采用 MIMO 众所周知优势中的哪个，即

1）空间复用；

2）空间分集；

3）波束成形增益。

波束成形、分集和复用是相互竞争的技术。完全的波束成形不允许分集或者复用；完全的分集则排除了波束成形和复用；最后，完全的复用阻止了波束成形增益但（注意例外）只减少了分集。即使在完全复用的情况下，仍可以达到在信号流上的分集。在 7.3 节介绍了如何实现空间复用优势以及什么时候采用波束成形会更好。

MIMO 的模型集中在本章中介绍。6.3 节将在提供一个建模的大体讨论的同时，给出在 COST 273 中发展的新的物理启发的建模概念。为了提供内容的一个总体基础，图

㊀ 在这个引言中，容量也宽泛地用于更恰当的术语“相互信息”和频谱效率。第 7 章会给出详细讨论。——作者注

6.1 显示了在 COST 273 Prague Tutorial（见参考文献［BWMH03］）中出现的 MIMO 模型阶层。

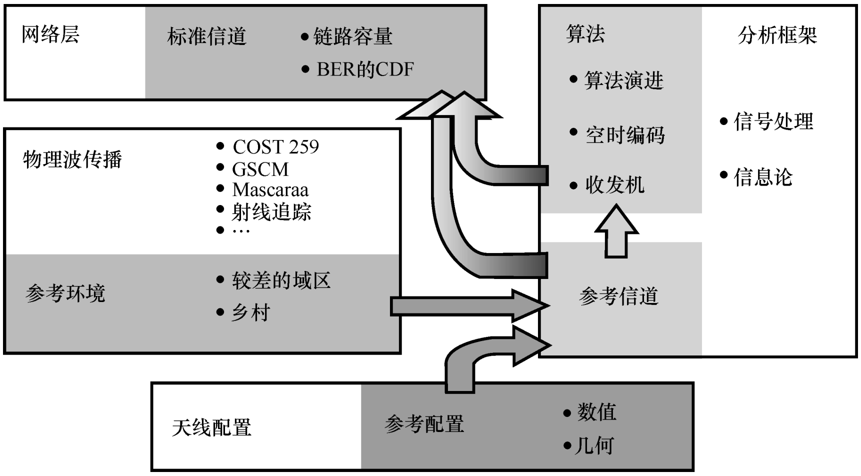


图 6.1　MIMO 信道模型——一个综述

电磁波传播提供了传播模型的基础。物理建模的最终结果是基于传播环境的描述的。典型的或者约定的参考场景能更容易比较模型以及它们的性能的环境㊀。这样的场景或者环境在 6.2 节讨论。通过设置天线成员数、它们的几何配置，以及它们的偏振数量来区分天线阵列，将传播模型转成 MIMO 信道模型。这样一种模型提供了一个用于 MIMO 连接的设计发射以及接收技术的分析框架，比如空时码。6.5 节将特别讨论旧的跟新的分析的 MIMO 模型。

7.4 节和 7.5 节讨论链路级上的 MIMO 信道模型怎样联合以实现系统级的 MIMO 建模问题。

6.8 节将介绍新的 COST 273 MIMO 信道模型，主要基于在 COST 273 中报告和讨论过的大量而深刻的测量活动。方法一方面是基于几何学的，而另一方面是随机的，并将两者最优地结合在一起。

这一章也涉及如何判断一个 MIMO 信道是不是好的信道的问题。在过去几年中，创建新的信道模型用于 MIMO 已经成为研究者中较流行的情况。结果是令人惊讶的：如果相信他们的原创，似乎只有唯一一个“好”模型。当然，这一观察立即引起了一些问题：这些模型是否验证过？有没有一些模型比其他更适合预测 MIMO 系统的某一方面？MIMO 模型很重要，因为所有其他的信号处理、编码以及部署都取决于一个“好”的模型。任何模型都必须是现实的简化。但是通过使用某一个模型，人们能多接近现实呢？即使开发新 MIMO 模型和验证它们间的差异是显而易见，然而对 COST 273 模型的验证

㊀ 连同场景的术语“典型的”是让人沮丧的。先前使用这种表达的，证明只是意味着是在作者的工作场所环境下。——作者注

工作仍大量缺乏。因此，6.7 节将解决验证 MIMO 信道模型意义的问题。

6.2 场景

6.2.1 引言

在移动通信中，即所谓的 COST 273，*scenario* 这一术语代表许多级别、事物以及领域。通常，根据需求和预想的情况，它涉及一组相互作用的团体采用的参数集合。场景通常用于预演，寻找在整个移动通信全景（如［GGFC04］，［Poll02］）中的主要趋势。在领域内的一些工程项目定义和使用这种意义下的场景，有些直接涉及传播问题，其他则没有。另一方面，场景也用于在一个特定项目或者组内用近未来目标测试系统或者一项技术的性能。只有在这些情况下场景定义是用来帮助研究、理解和衡量传输信道的性质（其中一些在 4.4 节和 6.6 节中描述）的。

独立于以上观点，一个传播场景应该是一个完整集合的一部分，该集合决定传播、干扰、相关性以及空间富余。通信量、服务提供、社会贡献以及物理设置都对这些整体的信道环境有影响。所有系统层之间的相互作用对于定义参考场景（如 8.2 节中一定无线接入网络参考场景）是极为重要的。对于 8.2 节，这种传播场景应该间接地影响这种上层的某些特性。

在 COST 273 中，实际情况下，一个传播场景依照下列两种观点来定义：考虑 MT 的位置，使其服从特定的路径损失情况，利用路径损失传播模型；定义比特误差率，允许的服务以及提供的服务质量，根据各自的空间传播模型来设置 MT 的空间分布，以覆盖空间滤波问题以及定向的传播模型。接近物理层意味着或者通过噪声估计干扰以及解决路径损失，或者定义干扰的空间分布和所需的信号分布。后一种观点认为，MIMO 及空间滤波上的活性也意味着建立了空间传播场景。包含多用户的设置和由此造成的不均匀空间分布的 MAI（很少被称为非空间白色，或者空间色散干扰）要求产生、估计以及随后的分析作为这些场景的函数。当前的章节目的在于在 COST 273 内对活性进行的分类、构造以及联合，它只涉及物理传播层，处理空间多用户分配。那些场景应该描绘信道的空间分离或多或少严格的情况，这些情况中多用户 MIMO 信道很重要。这些是许多实际的，真实情况下可能发生的，比如一些 MT 聚集在一个公交车站的情况、在火车站互相之间离得很近的情况，在一个购物中心传播，或者在比较分离的停车场。此外，一些物理环境也可能产生影响，如室内或者室外，微蜂窝或者宏蜂窝、单小区或者多小区，散布或者分组 MT。

本节结构组织如下：首先，在 6.2.2 节中定义了利害关系的概念。6.2.3 节和 6.2.4 节随后描述传播场景，将它们分类为与 COST 273 有关的室内和室外空间场景。

6.2.2 概念

本章的许多部分将展示非空间白色干扰对一个 MIMO 系统或者阵列处理以及波束成形的能力的影响。建立这种空间色散干扰的情况多变，也导致了在物理层的概念下，场

景术语的许多使用：一个场景可能涉及 BS 或者 AP 放置在哪里的物理设置；MT 或者 BS 甚至可能不被涉及；它可能刻画了一个场景研究，一个特定的严格传播情况；它也可能涉及一个测量地点。因此，定义空间传播场景的概念很重要。

场景术语已经被用于描述一个物理环境，该环境下特定的波形设置导致了重要矩阵的性质以及相关条件。例如，在参考文献［Sibi01］，覆盖 MIMO-锁眼问题，该术语指代减少发送/接收分集的这样一种特定条件。也跟 MIMO 信道相关问题有关，参考文献［Burr01］和［Burr02］中即为处理一个简单的室内走廊和矩形房间场景。无论如何，这些不是多用户的场景，即没有定义噪声的空间分布。

在许多情况下，该术语指的是测量环境。例如，在 COST 273 子工作组 2.1 下发展的工作已经覆盖了大量的站点，在宏和微蜂窝环境下，LoS 或 NLoS，室内或者室外（参考 4.4 节和 6.6 节）。例如在参考文献［ÖHPB03］，［CHÖB04a］中的室内办公场景，以及在参考文献［WWWW04］中的城市和室内场景，或者在参考文献［CoWi04］中的农村、郊区以及城市的测量点。但是，这些仍然没有多用户场景。

场景术语也广泛用于系统级估计，覆盖了一些系统层。虽然作者已经建立了 MT、BS 或者 AP 的分配和环境的种类，但这些研究的首要目的仍在于利用路径损耗和阴影衰落、非空间模型来估计系统容量、服务提供或者网络配置。对于这个，这些被看作非空间场景。比如 MORANS COST 273 场景的情况（参看 8.2 节），该情况覆盖了一些系统层的优势又有在传输信道特性考虑不深入的缺点。事实上，系统场景的概念，最初源于传播建模问题，在参考文献［BüNB02］中首先描述，建立了一个用于 UMTS 仿真的参考系统场景（Reference System Scenario for UMTS Simulations，RSSUS）。在早期阶段，建议可以采用简单的建模（路径损耗和阴影衰落）或者实际的传播数据，随后阶段可以包括一些更复杂精密的传播建模，或者空间的模型。

依据这个背景，一个空间传播场景的概念需要考虑一些问题：作为空间分布，MT 或者 BS/AP 的分布或者即使是它们的物理周边环境也都很重要；考虑空间性质意味着解决多用户情况，在这种情况下干扰问题自然比较突出；空间设置，多用户条件以及环境组成了传播场景。因此，一个空间传播场景设置了相关的参数，在定向的传播以及干扰的空间分布上有直接的结果。而且，它因此被理解为独立于任何特定的传输模型，不是一个场景的组成部分（由于这是 COST 259 传播场景（见参考文献［Corr01］）的情况）。在提到的观点中，为了简化，后面将称这些为简单场景。

按照这个定义，一些 COST 273 场景分配有很多共同点，导致室内、室外单蜂窝或者室外多蜂窝的分类。其中的一些场景，根据蜂窝的环境可以进行划分。在接下来的章节可以看到，室内场景特别细化了房间尺寸和相关的位置。另一方面，室外单蜂窝情况或者在空间或者在角度上分配 MT 的位置，可能在能接受的位置内，包括它们可能的分组，随机对 MT 进行分配。最后，许多室外多蜂窝场景根植于更多的基本室外单蜂窝情况，这些单蜂窝有更少的空间限制，以环绕更大的地区。

因此，本节致力于在处理空间色散 MAI 和空间传播问题的情况下通用仿真框架的建立。一些相互起作用的团体，在分配了非空间白色干扰的方式下，可能能够更好地测试它们的空间滤波性或者在可比条件下的 MIMO 技术。按照参考文献［GGFC04］提出

的分类，这些应该成为组织测试方案。这些可以作为产生协调且完整工作的工具，既不太严格而限制它们的使用，也不太普遍而能建立足够的参数。

6.2.3 室内场景

无线局域网的研究已经考虑了用于波束成形研究的一些室内传播场景以及相关的问题（见参考文献［NaCB03b］，［NaCB03a］，［NaCB04a］，［NaCB04b］，［CaNK04］）。作者利用射线追踪来产生定向的信道脉冲响应（Directional Channel Impulse Responses，DCIRs），而 LoS 条件是变化的。该场景包括覆盖的区域大小、MT 或者 AP 的数量和位置。这些分布被认为为 TX 和 RX。在那些研究中，MT 的位置和环境形状决定了 DCIR 的结果，以及一些独立的导致不同传播和干扰条件（以及如 7.3 节描述的，不同空间滤波性能）的干扰源。所谓的任意室内环境包括简单的有不同尺寸的矩形环境，如接近 $40 \times 60m^2$，或者 $4 \times 9m^2$。放置了任意一部分墙产生更丰富更多变的信道响应。源的数量也变化，如 1AP 及多达 5MT，或者 1AP 和 2MT。MT 随机放置，或者根据 AP 放置在用于提供特定的角度位移的位置，如 10°或者 40°。图 6.2 给出了这些场景的一个例子。

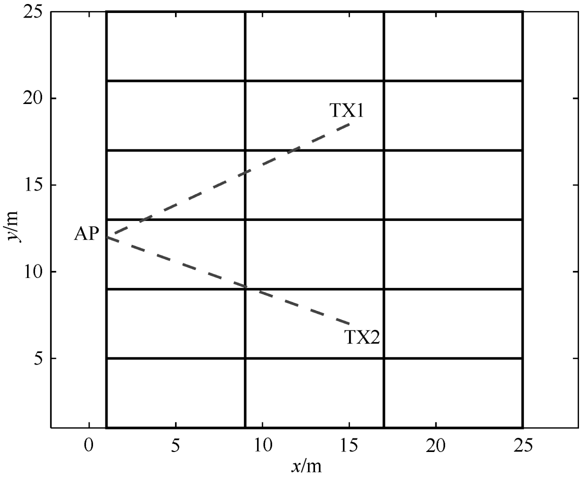


图 6.2　1 个 AP（作为 RX）和两个 MT（作为 TX），45°的角度分离的室内场景例子（基于参考文献［NaCB04b］）

更多地聚焦于 MIMO，在参考文献［PSTL03］中，采用一个矩阵传播模型以及联合多用户检测。创建了一个 1AP 和 2MT 的室内场景用于分析其性能，该性能作为系统中产生干扰方式的函数。该场景包括一个给定几何的简单房间、混凝土墙和特定用户位置（包括角度分离）。使用射线追踪来产生信道响应和矩阵。在参考文献［PNTL02］中的研究涉及一个相似的场景（尺寸、MT 的数量以及到 AP 的距离），但是一个用户停留在固定的位置上，而其他用户放在相应角度多处不同的地方。这样，空时处理对两个终端的角度分离独立性的研究就更加明确了。正如图 6.3 所示，对于这个场景，在房间的中间放置了一部分墙。

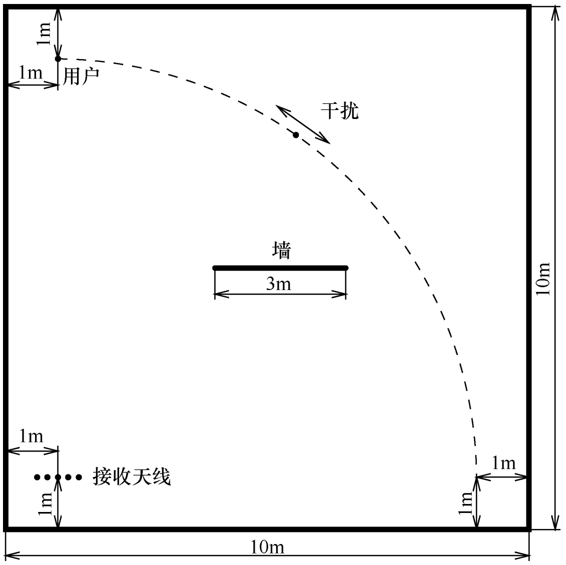


图 6.3　1 个 AP（作为 RX）和 2 个 MT（作为 TX），有着变化的角度分离以及一个室内墙的另一个室内场景例子（从参考文献［PNTL02］提取）

总之，室内场景趋向于更加细化，包括环境、尺寸以及涉及终端的角距离。这些通常考虑简单或许有内部墙的矩形房间。MT 的位置（在那些研究中为 TX）根据单个 AP（由此考虑为 RX）的角度来安排。有一些室内场景可以进一步视为第一个更基本的场景的物理重复。基于所有这些物理布局，MT 的数量可能会改变，形成大量可能的室内场景。表 6.1 显示了用于定义室内场景的最重要参数，也提供了它们的值和设置的例子。

表 6.1　用于定义室内场景的参数总结

参　　数	样值/设置
房间尺寸	矩形，$10\times10\text{m}^2$，$40\times60\text{m}^2$或者 $4\times9\text{m}^2$
终端数量	1AP，1MT，一个或者更多干扰 MT
终端位置	AP 在房间角落，或者靠近墙；1MT 接近角落；其他一些 MT 在房间的中间
终端间的距离/m	8，15，或者 20
终端的角间距	MT 的角间距可变，10°，45°或者 140°，或者在［0，45°］间变化的一些角度
内部墙的大小和位置	3m 长，在房间中间

6.2.4　室外场景

从室内走到室外，场景的定义趋向于用更粗略的细节来划分位置和环境，如随机放置 MT。但是，除了考虑 MT 的随机空间分布之外，在角度或者空间领域方面可以有更多的限制。除了参考文献［FMKW04］，限制 MT 位置在一个常规的街道网格中，大部

分这种类型的场景关心的是 MT 放置在其周围的单蜂窝的情况。在参考文献［Glaz04］中，为了分析智能天线，在 BS 周围的随机角度放置所需的以及干扰 MT。这种角度上的分配在 BS 周围是均匀的，所有 MT 到 BS 的距离都相同，且在 120°的扇形面内。参考文献［VTZZ04］的研究也采用了一个简单的场景用于评估 SDMA 的资源分配技术，该场景中 3AP 定义了一个圈，特定数量的 MT 在圈内均匀分布。参考文献［MaVT04］中的相关研究假设一个由 AP 的分离定义的平方资源服务区。MT 还是随机分布，数量达到 16 个。在参考文献［ZhBW04］中，MT 按 45°进行角度上的分离，且独立于任何蜂窝结构。按照类似的场景方法，参考文献［MaVT04］集中在一个多蜂窝 SDMA/TDMA MIMO 系统中的数据传播协议，使用一个分布式时隙分配算法。考虑的干扰情况涉及许多随机分布的 MT，在两个 AP 的覆盖范围内，通过特定距离分隔且有不同的复用因子。

在参考文献［HZWS04］中采用一个单蜂窝设置的 MT 的均匀随机空间分布，在报告的仿真中采用了多达 32 个 MT 以及一个 BS（此项工作可以扩展到一个多蜂窝的环境）。研究着重于基于 OFDM 上的 MIMO 系统中的信道估计，并利用几何基础上的随机信道模型来产生信道响应。该场景由一个最大 1000m 的蜂窝和一个最小 BS-MT 距离为 100m 定义而成，是一个只有单独一个蜂窝的宏蜂窝环境。

考虑一个 BS 以集中于蜂窝内干扰，一个空间传输场景（见参考文献［GiCo01］，［GiCo02］，［GiCo03b］，［GiCo03a］，涉及了一些对于波束成形性能如何取决于传输信道的宽带和方向性性质的研究［GiCo04］）的大集合。它们的概念根源于微蜂窝和宏蜂窝的空间分布的 MT。此分布在离基站一些距离处，包括分组 MT、传播 MT 或者一个和其余的分开的单独 MT。图 6.4 描绘了这一概念。MT 的数量从 4 ~ 6 间变化。其他参数已经建立了场景，如由宽带定向信道模型，或者集群的密度加上的各个散射区域的尺寸。按照模型的概念，微蜂窝环境涉及一个宽 40m 的街道，而 BS-MT 的距离为 50 ~ 1000m。在一个宏蜂窝情况下，距离范围为 1000 ~ 2000m，其散射圈半径为 50 ~ 200m。

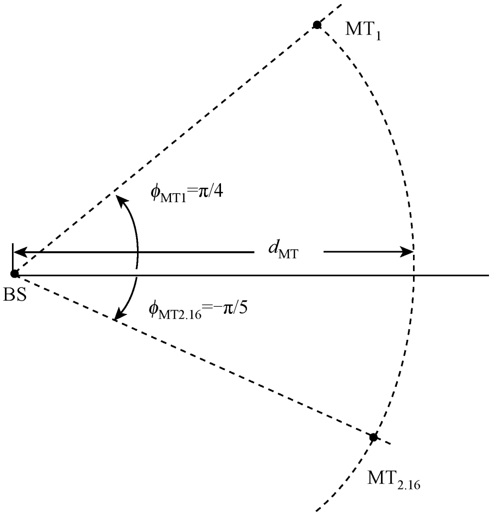


图 6.4　1 个 BS，成组 MT 且一个 MT 位于特定角度的室外场景例子（从文献［GiGo03a］提取）

因此，室外单蜂窝场景处理一个散布某数量 MT 的单蜂窝。这些取决于 MT-BS 距离以及它们的相对高度，可以是宏或者微蜂窝。自然，一些这种单小区场景建立了较大的多小区场景的单一部分。在所有的这些中，改变小区扇区划分、MT 的数量、蜂窝半径、MT 分布的类型，以及 MT-BS 间的距离已经导致了 COST 273（所有场景类型中多样性最大）内的大量的场景分布。表 6.2 包括了用于定义这些的最重要的参数，且列举了它们的值和设置。

表 6.2　用于定义室外单蜂窝场景的参数总结

参　　数	样值/设置
蜂窝半径	定义的，如 500m；未定义的
蜂窝环境	宏蜂窝；微蜂窝
BS 天线数量	1，2，或者 3；2 或者 3AP；或许包括扇区化
MT 数量	1，16，18，32（最大值）个 MT；4，8，16 中的确定数
MT 的空间分布	随机，均匀分布；随机均匀，沿着一个曼哈顿街道格图；随机，均匀，在一个由 AP 定义的圆内
MT 的角度分布	组群 MT；散布 MT；与其他（组群或者散布）MT 的角间距为 45°的单个 MT；在 120°或者 180°的角度扇区内随机均匀角度散布的 MT
BS 和 MT 间的距离/m	50，500，1000，或者 2000（用于 MT 的角度位置设置好的情况）；100（最小）
其他空间参数	街道宽度；散射范围（形状和大小）；散射物数量；MT 移动性；MT/BS 终端高度

除了那些单蜂窝室外场景，其他的从一个扩展到多个蜂窝。在参考文献［ChCz04］中给出的系统级研究说明了一个宏蜂窝环境，并评估了波束成形技术对掉话概率的影响。其输出是满足某一 QoS 的 MT 的数量。该场景由 BS 的数量、蜂窝半径、路径的平均以及最大数量、衰落和 DoA 统计数来定义。由于其本性，虽然这项工作更接近传播信道（包括空间传播参数），但是传播场景没有得到明确描述。在另一个情况下，参考文献［HäCC03］中，系统级仿真集中于波束成形，其中 MT 均分布在关心的蜂窝区域内，包括 49 个蜂窝。这些系统级评估的共同特点是达到某 QoS 的 MT 数量是一个输出。在参考文献［CzDe01］和［Glaz04］中，蜂窝多用户播场景也考虑 MT 按照均匀空间分布来再一次随机分布。如图 6.5 所示，采用了每个蜂窝 10 个 MT，在一个 55 个蜂窝的布局中，来估计有着环形阵列或者蜂窝划分的线性阵列的下行链路波束成形性能。MT 的位置不是特定的，但仍作为仿真的输入。这种相关的位置确实决定了采用的波束成形的性能，其性能分析是参考文献［CzDe01］的中心议题。这也被用在参考文献［Glaz04］的场景方式，用于网络部署仿真，在一个总共有 57 个六边形的小区内均匀分布，或者用在参考文献［VTZZ04］中，有着 12 个小区。类似地，在参考文献［BrSP03］中，场景建立作为 MT 和 BS 位置，及信道传播条件的函数，来研究智能天线的一些类型并比较由此得到的平均网络容量。多达 600 个 MT 在考虑的区域内再一次随

机、均匀放置，6 个站点围绕在另一个中心站周围呈六边形放置，总共有 21 个基站。

在所有这些研究中，虽然以统计的方式说明了 MT 位置的影响，但实际上这种均匀空间分布是一个空间传播场景的部分。相应地，作者采用了简单的定向传播信道模型来刻画每个 MT-BS 信道。

进一步聚焦于 MIMO 系统，参考文献［FMKW04］给出了更系统级的结论。宏蜂窝场景假设每蜂窝 1 个 MT，以解决蜂窝内干扰的问题。图 6.6 包含 7 个蜂窝，每个的中心有各自的 BS，7 个 MT（每个蜂窝一个），总大小 $2000 \times 2000m^2$ 的区域，蜂窝半径为 350m。该议题依赖空间干扰情况取代波束成形估计 MIMO 信道容量。在这种情况下，MT 的位置不是特定的，且这些假设在蜂窝内移动。在特定的时刻，它们的位置按照移动模型在一个方格中提供。在一个蜂窝小区级别的相关工作中，假设一下 MT 存在于相同的宏蜂窝，该宏蜂窝的半径是 500m（见参考文献［FKWS04］）。按照类似于前面提到的研究中的街道网格，考虑了 18 个 MT 移动。由于该研究估计了 MT 的数量和每个终端上的天线数量对蜂窝内的总能力的影响，这种情况近似于 MT 的位置服从一个简单的、无限制的随机分布。

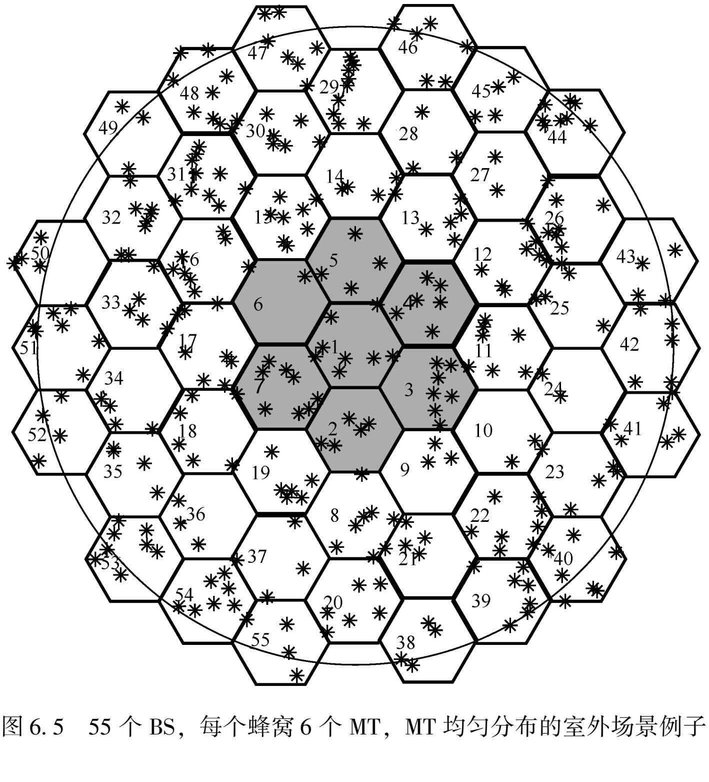


图 6.5　55 个 BS，每个蜂窝 6 个 MT，MT 均匀分布的室外场景例子

在这种情况下，场景与至今为止描述的大部分蜂窝传播场景类似（虽然移动性也刻画每个 MT）。同样地，在参考文献［ZhBW04］中，随机分布的 MT 用于估计上行链路的 MIMO 容量，而使用一个有限散射信道模型且评估一个空间预白化滤波器的性能。MT 在 27 个蜂窝内设置，每个蜂窝 1 个 MT，且服从随机空间位置分布。改变频率复用

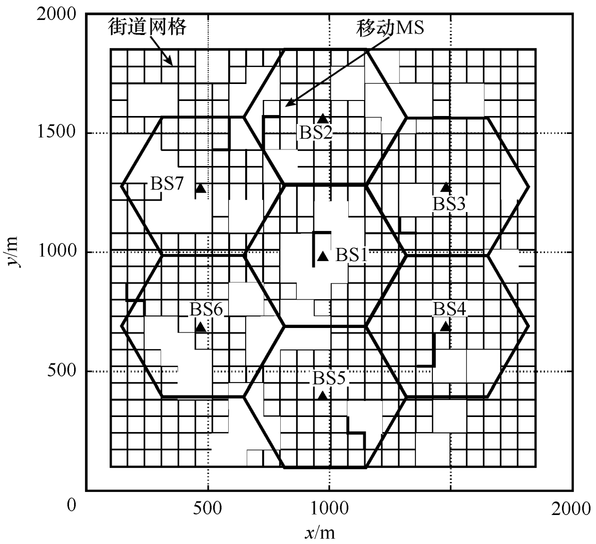


图 6.6　有着 7 个 BS，每个蜂窝一个 MT，且蜂窝半径为 350 米的另一个室外场景的例子（从参考文献［FMKW04］中提取）

因子，则 MT 干扰的数量随之变化。

总之，有一个相当大的场景集合，这些场景用于系统级评估，目的在于分析蜂窝间的干扰。涉及了宏蜂窝、多蜂窝环境，在其中 MT 的位置随机，且它们的数量或者位置都不是特定的。在 COST 273，这些室外多蜂窝场景大部分设置用于提取趋势，比传播级别更进一步地扩展。MT 的数量可能不是初始集合，而是评估利害的结果，如支持一个给定服务的 MT 的最大数量。按照常规曼哈顿网格，对放置 MT 加以限制是可能的，但是仍然在整个蜂窝内随机分布。蜂窝的数量、MT 的数量级分布（总体或者每个蜂窝）以及蜂窝的半径是一些最通用的参数，也包含在表 6.3。

表 6.3　用于定义室外多蜂窝场景的参数集合

参　　数	样值/设置
蜂窝半径/m	350，500，1000（六边形）
蜂窝环境	宏蜂窝
蜂窝数量	如 6，7 或者 57；可能包括
每蜂窝 BS 天线的数量	1，3
没蜂窝的 MT 数量	1，6，10 中的一个确定数值；10，600（最大值）
MT 的空间分布	随机，均匀分布；均匀分布，沿着一个规则曼哈顿街道格图
总的覆盖范围	2000m×2000m；不特定
其他空间参数	路径数量；MT 移动性；衰落，DoA 统计；MT/BS 终端高度

6.3 物理推动的 MIMO 信道建模和仿真

6.3.1 引言

虽然物理原因有别于频率和环境原因，但绝大部分无线信道接收到的信号特征在即时—即时和位置—位置上变化（即在时间和空间上）。如果可靠机制以一种不可预知的方式改变，由确定的传输得到的接收信号，如信道寻呼，就表现出随机特性。由于随机性是信道给予的，无线信道通常建模为随机过程（Stochastic Process，StPs），这里指信道处理（Channel Processes，CP）。一个 CP 的统计测量可以有很多种方式，包括对兴趣信道可达到的性能的估计，以及产生在仿真中使用的 CP 的实现。

在有 M 个 TX 天线元，有 N 个 RX 天线元的 MIMO 链路（MLk）上，在 TX 和 RX 阵列的不同成员间有 $M \times N$ 种可能的物理链路（Physical Link，PLk）。当没有天线的运动时，或者在关键区域（Critical Region，CrR）[㊀]，由于随机分布的相互作用物体（Interacting Object，IO）创造的多径区域内天线的空间分离，导致了不同 PLk 的转换函数间的随机性。这种随机性的变化随着 RX 或者 TX 阵列（或者两者皆有）的移动，在 CrR 中的 IO 的移动，或者由于两者同时发生而改变。可以识别 6 种类型的随机性：

1）类型Ⅰ：当任何一个在 MLk 中使用的天线在一个物理固定的环境下不断地移动时，随机改变结果。

2）类型Ⅱ：当在一个 MLk 中的 CrR 的 IO 移动，而所有天线都是 PhS 时，随机改变结果。

3）类型Ⅲ：当类型Ⅰ和类型Ⅱ同时发生时，随机改变结果。

4）类型Ⅳ：PhS 天线成员间瞬时 PLk 中的随机差异。

5）类型Ⅴ：当 TX 阵列或者两者都逐步地移动到本地区域内不同的位置时产生的随机变化，该区域内由障碍物造成的阴影保持不变。

6）类型Ⅵ：当 TX 阵列或者 RX 或者两者都超出一个当地范围的边界步调一致地移动时[㊁]。

CP 变化的统计值通常可以通过相同的 PDF 和上述任何类型的随机性的函数来刻画。因此，通常由一个趋势去分类在所有如衰落这样的情况下的随机性，以及由于这种行为的物理原因上的不明差异。所以，例如可以采用反映类型Ⅵ随机性的覆盖区域内做出的描述衡量来预测 PhS RX 和 TX 天线阵列间的 MLk 的性能，这是类型Ⅵ随机性从来不会产生的情况。在这样一个固定的 MLk 上，唯一可能的随机性分别是类型Ⅱ和类型Ⅳ的时间和空间变化，且描述这样一种连结的测量必须在类型Ⅱ的条件下做出。通常，

㊀ 在这里，CrR 定义为一个保护相互作用物体的无线链路的空间环境，这些相互作用物当用来自 TX 链路的能量来阐明的时候，可以向 RX 链路重新发射不可忽视的能量。——作者注

㊁ 在这种情况下有可能 CP 表现统计的非平稳特性。——作者注

根据 IO 是否临时移动通过一个 CrR，或者 CrR 是否由于天线位置的改变而改变，在对信道变化的描述上会有相当大的不同。

因此，本节中，不考虑它们的初始值，从属衰落将限制用于描述 PLk 们表现影响随时间过程的通信性能的变化情况。因此，类型Ⅳ随机性将指代空间变化，而不是衰落。如果涉及一个单通信链路（不考虑 M 和 N）类型Ⅴ随机性将指代为衰落，或者如果有多用户且每个用户的天线在本地区域，由此随机性对链路上的任何一个用户的通信都没有影响，则指代空间变化。在 MIMO 无线电工程里，考虑所需随机性的资源是极其重要的。

6.3.2　无线电信道建模

物理信道模型通常基于由无线电传播测量得到（经常是噪声）的参数。除了强烈的由镜像影响造成的多径组成（Multipath Component，MPC）外，无线电工程师（级别）（Institute of Radio Engineer，IRE）的无线信道协会包括在一系列额外延迟上的更低的、发散的“背景”能量，这些延迟相信是电磁散射的结果。除非对这种能量做出贡献的组成部分能从测量中得到准确估计，否则它们既不能正确地用于仿真建模，它们的存在也抑制了来自测量数据的其他参数的估计。Richter 和 Thoma（见参考文献［TLRT05］）已经阐明了对这种估计问题的解决办法。

基于物理观点，他们推测在一个测量系统延迟解决间隔内和背景能量联系的 IRE 组成（电压）可以建模成复杂的均值为零的圆正态分布（在随机的选择中）模型。它们的相位适度地建模成在（$-\pi$，$+\pi$）间均匀分布。在连续统一的延时上的一系列元件建模成一个 StP，功率按延时函数呈指数衰减，开始于一个 RX 处和最早到达能量有关的起始延时。为了完成一个 StP 建模的所需组成，必须描述不同延时上的散射能量的组成间的协方差。由于这受到测量系统带宽的影响，一个对所需协方差的频域描述在同样的频率间隔里被测量系统寻呼谱的协方差复用，且结果转换回延时域。然后，完整认识了上述描述的用于背景成分的随机模型，一个统计值就可以从（频域）信道转移函数的抽样版本中得到。

基于描述发散背景能量的 StP 服从高斯分布的这样一种推测，抽样的数据建模成多变量的圆形高斯分布 $d_{bStP} \sim N_C(0, R(\theta))$。给定参数模型的矢量 $\boldsymbol{\theta}$，写出了用于背景 StP 的（测量的）实现的概率密度函数和它的对数似然函数。这些表达随后扩展为采用一个 IRE 的测量时间系列。一个用于相应（频域）协方差矩阵的抽样版本公式也可以写成：

$$\boldsymbol{R}_f(\boldsymbol{\theta}) = toep(\kappa(\boldsymbol{\theta},\kappa(\boldsymbol{\theta})^{\mathrm{H}}) \tag{6.1}$$

其中，

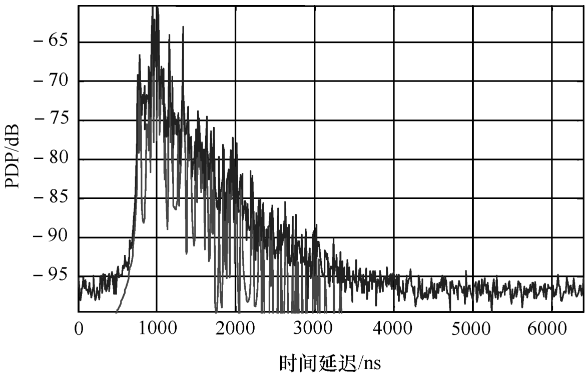
$$\kappa(\boldsymbol{\theta}) = \frac{\alpha_1}{M}\left[\frac{1}{\beta_d}\ \frac{\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\tau_0}}{\beta_d + \mathrm{j}2\pi\dfrac{1}{M}} \cdots \frac{\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(M-1)\tau_0}}{\beta_d + \mathrm{j}2\pi\dfrac{M-1}{M}}\right]^{\mathrm{T}} + \alpha_0\boldsymbol{e}_0 \tag{6.2}$$

式中，α_1是 $\tau=\tau_d$时发散成分的功率；M 是在测量带宽内测量的频率点的数量；β_d是发散成分的连贯带宽，归一化到测量系统的带宽；α_0是圆形独立同分布常规测量噪声的方

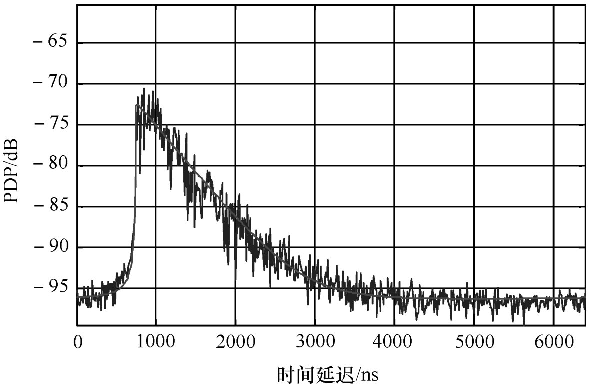
差，而 $\boldsymbol{e}^0 = [1, 0, \cdots, 0]^T$是一个单位矢量。

为了完成建模，涉及镜像元作为背景（散射的）元分配的本地平均值，且这些平均值的对数似然函数的最大值作为加权最小均方问题处理。作者预示发散背景和镜像元的联合估计可以纳入恰当的高分辨率参数估计算法（像 ESPRIT、SAGE 和 RIMAX），来显著提高参数估计准确性。例如，他们建议在使用 SAGE 或者 RIMAX 的时候，联合最优化可以被镜像和发散模型在连续步骤内的最优化问题之间的简单转换所影响。

图 6.7 显示了来自一个在街道微蜂窝内测量的镜像和发散成分的联合估计结果，该街道微蜂窝测量使用由一个在 RX 基站的 8 个成员线性阵列和一个在 TX 的全方向天线配置的 RUSK 信道探测器组成。该图清晰地显示了在用于信道参数建模的测量数据的分析中、报告方法的优势。本节的剩下部分报告了 COST 273 参与者在发展和执行 CP 模型上进行的工作，该模型基于一些包含在 TX 和 RX 之间无线波传播的机制的伪物理（或



a）测量的PDP和来自使用SAGE估计的镜像传播路径的参数重构的相关的PDP



b）移除镜像成分后的相同PDP和密集多径成分的估计协方差矩阵（时间延迟域）的主对角元素

图 6.7　测量 PDP 中的镜像和漫反射内容估计的结果

者近似）建模[㊀]，通常使用来自测量的信道参数估计。在一个实际的移动无线信道中，无线电波可以经受来自在 CrR 的 IO 的多散射、衍射以及发射。然而，一个假伪理模型可能被基于以下考虑而发展，例如，只有来自 IO 的镜像反射有反映 MT 和 BS 间位置的测量传播延时的几何条件，镜像反射是否是真正的造成来自涉及到 IO 再发射的原理。

Xu（见参考文献［XCHV02］）发展了一个基于普通类几何的建模方式，并通过和纽约市记录的室外宏蜂窝传播测量的分析比较进行测试。报告的建模方式是宽带信道实现通过使用任何给定的信道统计集合来进行仿真，包括即时 PDP，TX 和 RX 处的方位光谱，以及预期的天线阵列配置。基于假设一个 MLk 矩阵 $\boldsymbol{H}$ 的每个成员都是来自 L 个波能量的叠加结果，对应于在延迟“q”的 MT 天线成员“n”和基站天线成员“m”的 $\boldsymbol{H}$ 的成员，和时间步骤“s”根据以下产生

$$h_{m,n,q,s} = \sqrt{PDP_q}\sum_{l=1}^{L} A_l\sqrt{G_t(\vec{k}_{t,l})}\sqrt{P_{t,q}(\vec{k}_{t,l})}\exp\left\{j\,\vec{k}_{t,l}\cdot\vec{d}_{t,m}\right\}\times \sqrt{G_r(\vec{k}_{r,l})}\sqrt{P_{r,q}(\vec{k}_{r,l})}\exp\left\{j\,\vec{k}_{r,l}\cdot\vec{d}_{r,n,s}\right\} \tag{6.3}$$

式中，A_l 是一个复杂的高斯变量，$A_l = x + jy$，且 x，$y \sim \mathrm{N}$（0，1）；G_t，G_r分别是 TX 和 RX 天线的增益；$k = 2\pi/\lambda$；$P_{t,q}$是作为 DoDs 函数的功率方位分布（PAS）；$P_{r,q}$表示作为 DoA 的函数的 PA，$\vec{k}_{t,l}$，$\vec{k}_{r,l}$分别表示在第 l 个平面波的 DoD 和 DoA 到 TX 和 RX 的方向矢量。

第 m 个接收天线成员的位置独立于时间，且表示为$\vec{d}_m$。第 n 个天线成员的位置是时间步骤 s 和它的速度的函数，且由$\vec{d}_{n,s} = \vec{d}_{n,1} + \vec{v}t$ 给出。通过传播媒介的相位偏移由 A_l 的相位建模，A_l是在［0，2π］均匀分布的。如果要求包括一个 LoS 组成来产生有着给定莱斯因子 K 的衰落，将根据以下加入一个强平面波

$$H^{\mathrm{LoS}}_{n,m,l,s} = \sqrt{K}\exp\left\{\mathrm{j}\,\vec{k}_{t,\mathrm{LoS}}\cdot\vec{d}_{t,m}\right\}\exp\left\{\mathrm{j}\,\vec{k}_{r,\mathrm{LoS}}\cdot\vec{d}_{r,n,s}\right\} \tag{6.4}$$

本文也给出了一个从前述的链路级模型扩展到解决多用户和多基站的系统级模型的方法。

参考文献［XCHV02］中的模型验证结果包括对类型Ⅰ在仿真中相应于 35°的 MT-PAS 宽带与 10km/h 的车速环境下得出的相关数据。对于小间隔（即小天线成员间隔）的情况，预期理论相关函数和由克拉克的模型得到的函数显示有着很好的一致性，诸如那些适合考虑 MIMO 天线的情况。容量 CDF 的比较也同样地好，且介绍了可以预料到的和瑞利独立同分布环境相关的退化。对使用测量数据估计的参数模型仿真得出的容量 CDF 和使用用于 4×MLk 的测量数据直接获得的那些进行比较，在引证工作中显示了建模和基于测量的结果间的一致性是极好的。

Oestges 等人（见参考文献［OeEP04］）提出了一个双极性、几何基础上的信道模

㊀ 这种建模类型通常可以使用测量的数据进行验证，且可以给出一个特定应用或者操作场景下的很好结果。但是，当分析上扩展用于覆盖新的情况时，它也可以导致很大的不准确。尤其是在当信道参数的发展在时间或者空间被建模时。——作者注

型，用于 2.5GHz 上的固定本地多点分布系统类型链路。首先使用它的是 PDP 的规范，这一规范是对特定的在 BS、系统带宽和天线模式以及极化特性范围内有效。随后通过将 IO 放置成椭圆形且尺寸与 PDP 内的多径组（Multipath Group，MPG）的延迟相关，指定了一个物理操作环境以匹配 PDP。假设一个抽头延迟线性类型索引的抽头延迟线性模型用于信道脉冲响应，且每个抽头被分配一个时间平均的功率、延迟以及服从一个有特定莱斯因子的莱斯衰落分布。

每个 IO 能量的极化特性通过在参考文献［Oest02］定义的系数矩阵来定义，参考文献［Oest02］包括了对数正态分布随机变量，有着衰减的正交和交叉极化耦合分子和同极化耦合分子的相位偏移复制。尤其需要注意同极化和异极化间增益不平衡的合并。天线 XPD 特性也在一个特定延迟 MPG 上接受到的能量的最终分配上得以说明。除了来自非相干散射的能量外，可以建模由一个 LoS 分子和相干散射因子的总和组成的相干能量。最后，使用重联合过程合入多普勒特性，在这个过程中，考虑的 IO 的数量的一部分在每个离散仿真时间间隙 Δt 内被移除。在每个重联合中被移除的 IO 数量是一个泊松随机变量 ζ，其均值由 $E[\zeta]=1-\exp(-n\Delta t)$ 给出，其中 n 和所需的多普勒扩展有关。

参考文献［OeEP04］报告了涉及 2×2MLk 的仿真，每个天线阵列有一个垂直极化和一个水平极化天线元。有 3 个 MPG 的 PDF 使用一个三抽头的、抽头延迟线性模型，该模型有着用于离基站 7km 范围内的典型瑞利以及莱斯衰落信道的 IEEE 802.16 推荐相关的性质。正如在引用的文章中提到的，其他范围内的 PDF 是基于这个参考轮廓散射来进行仿真的。各态历经容量使用类型Ⅱ的时间平均来计算，以取代对不同基站用户范围、天线极化以及 XPD 联合的期望。结果表明延迟扩展信道容量只是微弱地取决于传输范围，即使是瞬时 RMS，衰落特性以及交叉极化分离范围影响非常明显。

Molisch（见参考文献［Moli04b］）提出了一个用于宏蜂窝移动无线环境中 MIMO 信道的一般模型。这一模型充分地基于 COST 259 定向信道模型（见参考文献［MAHSed］），并做了个重要的扩展。这包含常被指为双散射相关的建模，即使物理原理不需要限制在电磁散射。参考文献［MAHS05b］讨论了单散射模型，允许以下可能：

1）从 BS 到 MT 的能量的直接传送。

2）从位于接近 MT（通常环绕在 MT 的周围）的 IO 上的 BS 发射能量的入射，并随后重发射到 MT。

3）从位于远离 MT（通常环绕在 MT 的周围）的 IO 上的 BS 发射的能量的入射，并随后重发射到 BS。

4）MT 和 BS 间的对相互传播路径的相似的相互作用。

假设从多 IO 到 RX 终端的能量传输导致了多 MPC 的接收，这说明了在这种模型里有主要的、强镜面反射的情况。称为“双散射”的扩展包括了这样一种可能性：来自基站的能量首先是在临近基站的 IO 上的事件，随后再辐射，直接在 MT 接收或者通过临近 MT 的 IO 接收。不认为通过涉及远程（指“远”）IO 的双（即两个连续的）相互影响的能量接收是接收能量很微弱的可能性的结果。

Molisch 突出了在“双向”和“矢量（矩阵）”信道建模间的差别，但是强调虽然方法不同，结果却必须是确定的。双向建模时基于物理考虑，并产生了遵照每个 MPC

下的传播路径的脉冲响应的估计。这些估计的单径脉冲响应函数的总和随后被用作信道（即一个无线链路）的脉冲响应模型。由于脉冲响应的结果包括 DoS、DoA、延迟以及所有 MPC 幅度的信息，一个 MLk 矩阵可以容易地得到计算。使用双向测量结果的一个优点是这些参数可以几乎独立于测量设备特性得到。Molosh 的一般模型在 COST 273 行动中得到持续修正。细节将在 6.8 节进行讨论。

Hoffstetter 和 Steinböck 在模型实现中采用了 Molish 的方法，且结果记录在参考文献［HoSt04］中。假设一个或一些 BS，以及远 IO 和在 BS 和 MT（随着它移动）附近的 IO，作为一个 MT 速度的矢量。在每个 IO，假设镜面反射，且一个射线追踪工具计算按照 MPC 的路径联系的脉冲响应函数。完整的信道脉冲响应函数以及 MLk 矩阵随后会像在参考文献［Moli04b］中描述的那样进行仿真。（软件）的实现包括传输调制（Propagation Module，PrM），一个天线调制（Antenna Module，AnM）以及一个卷积调制（Convolution Module，CoM），并在 PrM 和 AnM 以及 AnM 和 CoM 间有合适的端口。合成的双向信道信息（包括在波形极化上的专断的随机信息）在 PrM 里产生并用于 AnM，它说明了天线对不同极化的反应，且对于每个 MPC 以一个衰减和相位偏移的形式中的后者出现。这些结果随后在 CoM 中总结来形成信道脉冲响应以及 MLk 矩阵。长期的功率变化在 MLk 矩阵成员的标准化中得到说明，且作为类型Ⅰ、Ⅱ和Ⅲ随机变化的结果的真实衰落相关性在 MIMO 分析中进行估计。仿真的 MLk 的容量在图 6.8 中显示，且显著地低于那些在独立同分布瑞利衰落情况下达到的容量。

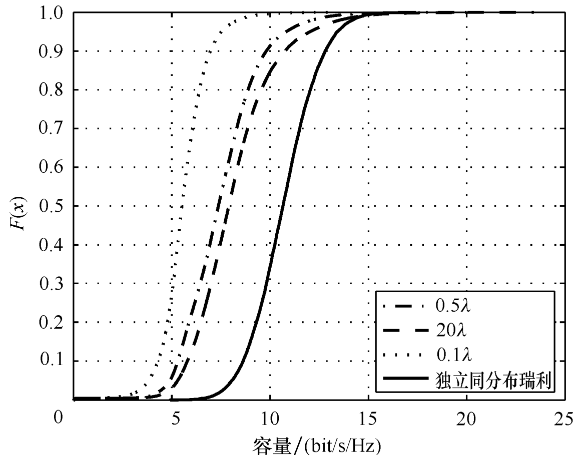


图 6.8　选择的天线元间隔的中断容量

图中也显示了不同天线成员间隔的容量变化，也说明了容量随着仿真中考虑的 IO 数量变化而改变。

对系统级的 MIMO 系统的研究，需要一个准确的空间色散的蜂窝内及蜂窝间干扰的描述。这意味着为了增加临近 MLk 间的距离，信道参数的自相关也应该增加。这点在绝大部分物理基础上的 MIMO 信道模型中不予考虑。然而，参考文献［FKMW04］中给出的多用户双向信道模型（Multiuser Double-Directional Channel Model，MDDCM），使得

能够准确描述在宏蜂窝环境（见参考文献［FKMW04］）下的干扰。模型的概念性基础类似于和基于几何的随机信道模型相关的那些，但是与之相反的，和 IO 相关的位置和参数在每个信道实现中重复地被随机计算。传播环境产生于前段处理过程并在整个仿真过程中保持固定。

报告的 MDDCM 涉及新的用于 MT 周围和 IO 相互影响的新模型，以及用于沿着高楼中间的街道的传播。参考文献［AMSM02］，［Moli02］包括用于远集群和可视通路场景的已知模型。本地集群建模如图 6.9 所示。为了简化，图中只显示了 2 维平面。固定的 IO 均匀地分布在整个 3D 仿真环境中，该环境可能覆盖一些 BS 和 MT。每个 MT 位于一个圆/椭圆柱体上，定义了本地集群。由于只有在柱体内的 IO 是活跃的，这种柱体就用作搜索函数。IO 建模为理想的、完美导向的矩形盘。根据参考文献［Svan01］得到的模型，来计算经历 MT 和基站间单一相互作用的射线。这种模型的优点是解释了基础时空性质（例如，入射波场的解极化，“散射”叶）。

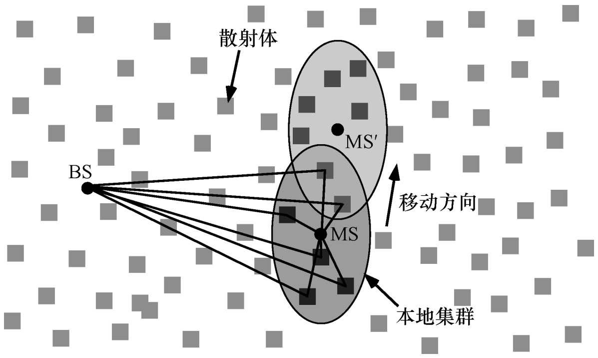


图 6.9　建模本地集群的方法

为了说明时间变化信道行为，把信道模型和移动模型联系在一起。当 MT 移动到一个新位置，许多新 IO 就贡献能量给接收信号，同时来自旧 IO 的一些能量减弱。作为一个仿真模型，使用在参考文献［ETSI98］中定义的近似曼哈顿移动模型。城市环境的街道网格建模成一个“棋板”。移动站沿着街道线性地移动且可以在每个十字路口改变它们的方向。根据 MT 的位置，对本地集群的形状和大小进行调整。如果 MT 位于高楼中间的街道处，本地集群就建模成一个椭圆柱体。如果 MT 位于十字路口，本地集群则为圆柱形状。

在宏蜂窝环境下，一些波形从 BS 传播到十字路口。然后，由于高楼中间的街道效应，这些波被引导到 MT。它们的 DoS（方位与仰角）以及它们的延迟高度相关。高楼中间的街道造成了跟波导一样的现象。为了建模沿着高楼中间的街道的传播，假设所有建筑位于沿着近似曼哈顿街的网格上，因此这种网格体现了一种波导结构。除了波导，还需要建模十字路口附近的波形交感点。为了这个，在每个临近十字路口的圆柱体上放置额外的 IO，射线从 BS 传播到 MT。使用高楼中间的［FMKW04］讨论的 3D 图像理论，可以计算关联的传播参数，图 6.10 给出例证。

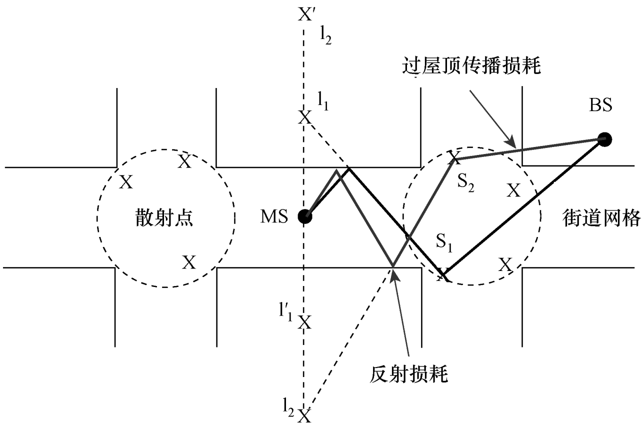


图 6.10 和街道导向相关的镜像原理

Sibille（见参考文献［Sibi01］）给出了所谓锁眼信道的物理模型概念，它是基于冲击到一个锁眼的输入波和许多由衍射现象产生的输出波之间结合的考虑制定了一个建模方法。信道转移函数矩阵以 TX 和 RX 阵列的指导矩阵和一个描述两个阵列上复杂波幅度间相互关联的“连接”矩阵来表达。由将入射波分裂成多输出波导致的连接矩阵的非对角特性，当该矩阵有多半非零实体（即，当它是满矩阵的时候）时，将造成一个锁眼。本文给出了一个不同的完全吸收平面内，时隙的任何一侧都有 TX 和 RX 阵列的 3×3MLk 的例子。对 4 种涉及不同阵列成员间隔和两个不同时隙宽度的不同情况进行了容量 CDF 的估计。对于相应于微不足道的衍射的一个很宽的时隙（5λ），以及相对应于阵列上类型Ⅳ随机变量的小空间相关性的大阵列（1λ）成员间隔，容量估计为 3.54bit/s/Hz。然而，当时隙宽度减少到 1/4λ 时，容量估计就减少到 2.5bit/s/Hz。伴随着狭窄的时隙，进一步表明在每个阵列将天线间隔减小到 1/10λ 以增加空间相关性对容量没有影响。这表明 MLk 已经减少，通过狭小时隙和随之而来的衍射效应来换取单自由度。可以发现，当时隙宽从大约两个波长减少到约一个波长时容量的增加最多。

参考文献［Sibi01］发展了用于 MLk 矩阵的频域描述和它的相对应的延迟域的公式，假设了 M 个发射波结合在一起变成 N 个接收波。频域表达式如下：

$$\boldsymbol{H}(w)=\boldsymbol{A}_r(w)\boldsymbol{W}(w)\boldsymbol{A}_t^{\mathrm{T}}(w) \tag{6.5}$$

式中，$\boldsymbol{A}_r$和 $\boldsymbol{A}_t$代表阵列指导矩阵；而 $\boldsymbol{W}$ 是波形连接矩阵。

在简单的衍射时隙的 3×3 例子中，该矩阵将有以下成员

$$w_{ij}=R_{ij}T_{ij}K_{ij}\mathrm{e}^{-jkl_i}\mathrm{e}^{-jkl_j} \tag{6.6}$$

式中，R_{ij}和 T_{ij}是在时隙边上的波形衰减，相应应传播长度 l_i和 l_j；K_{ij}是和路径 ij 有关的 Kirchhoff 衍射系数。

采用傅里叶变换给出

$$\boldsymbol{H}(\tau)=\boldsymbol{A}_r(\tau)\boldsymbol{W}(\tau)\boldsymbol{A}_t^{\mathrm{T}}(\tau) \tag{6.7}$$

在这一公式中，指导矩阵和耦合矩阵都有取决于在阵列上的相互耦合的狄拉克delta 函数的实体，以及 TX 和 RX 阵列之间的各种 PLk 的传播延迟。所有参数都可以从双向

信道寻呼测量中得到估计。Sibile推测，在实际场景中的联合矩阵，可能可以通过考虑冲击在RX的组波是明显的有着随机DoS和DoA的瑞利衰落信号，来减小其大小。

6.3.3 仿真

在理想的环境下，无线传播现象可以准确地测量，分析建模，并用于评估发展的技术和系统的性能。然而，事实上，准确测量和分析的能力通常并不是有效的。因此，为了允许原型的重复测试，许多系统工程团体对发展基于信道模型的仿真过程感兴趣，一些模型可以标准化并用于比较和估计在工业范围基础上的不同技术。正如以下列出的，一些COST 273行动的参与者带着这些目地完成了仿真发展的模型。

Kunnari（见参考文献［Kunn02］）记述了一个软件包的升级，该软件包可用于小范围衰落的仿真，此衰落是发生在一个OFDM MIMO系统的不同子带上TX和RX天线对间的多PLk上。可以同时产生的衰落信道增益数是LMN，其中L是自带数量，M是TX天线的数量，而N是RX天线的数量。对应于每个PLk的用户特定时间和频率相关特性，以及在不同PLk衰落特性间的用户特定自相关性，可以产生瑞利衰落或者莱斯衰落瞬时封装衰落分布。这个软件也可以产生用于在抽头延迟线性模型中的MPG衰落的时变抽头加权，此模型用于一个频率选择性衰落信道的脉冲响应。

除了假设均匀3D频谱用于DoA的仿真模式外，假设平面波只从赤道平面冲击。假设多普勒频移/扩展只影响载频，以及无线波传播经过TX信号带宽的时间。假设RX和TX阵列的天线元是确定的，且没有电磁耦合。假设MPC的复杂度是由独立同分布高斯分布随机实现的，且它们的相位在［0，2π］间均匀分布，也假设了高斯WSS衰落特性和非相关散射。

通过假设功率扩展函数$p(v, \phi_t, \phi_r, \tau)$是独立于多普勒特性的，加上了类型Ⅲ的随机变化的相关性，因此$p(v, \phi_t, \phi_r, \tau) = p(v)\,p(\phi_t, \phi_r, \tau)$，其中$v$代表多普勒频移，$\phi_t$和$\phi_r$分别代表DoD和DoA，而$\tau$代表延迟。也假设相应的时间和空间谱相关性可以描述为一个产品。通过采用白噪声产生多普勒特性和由此造成的瞬时自相关，以过滤均匀频谱或者由Clarke提出的著名的衰落谱。空时谱自相关被赋予到高斯增益中用于在空间和频率上相分离的PLk，这种分离是通过它们作为多元正态随机矢量$\boldsymbol{z}$的成员的表达来实现的，$\boldsymbol{z} = \boldsymbol{Ax} + \boldsymbol{\mu}$，其中$\boldsymbol{x}$是零均值且单位变量的多元独立同正态分布，$\Sigma = \boldsymbol{HH}^{\mathrm{H}}$是一个协方差矩阵，通过频率和空间协方差矩阵（分别是Σ_F和Σ_S）的Kronecker乘积进行估计，而$\boldsymbol{\mu}$是均值。Σ_F的一个估计是从经过傅里叶变换的一个衰减PDP得到的。矩阵Σ_S是作为类型Ⅳ随机变量的MLk TX和RX空间协方差矩阵的乘积获得的，该随机变量是根据在文献中记述的结果指定的。可以把依照多普勒等式变换的恒定幅度和相位的确定性成员加入到链路增益来仿真有着特定莱斯因子的莱斯衰落。仿真得出的结果CDF显示在引用的技术文献，表现了与预期模型分布的极好一致性。

Ferreira等人（见参考文献［FeMC01］）记述了用于链路级仿真的一个宽带定向信道模型（Wideband Direction Channel Model，WDCM）的实现，以评估用于UMTS蜂窝中减轻MAI的技术的性能。虽然考虑的传播环境通过几何考虑有了强有力地定义，但是下列的理论传播模型会是一个统计的模型，只可以用于UMTS微蜂窝和宏蜂窝的仿真。

空间传播环境包括随机导向 IO 组的一个均匀分布，这些 IO 的位置根据一个 2D 高斯 PDF 在一个水平面上均匀分布。每个 IO 分配了一个反射系数，且幅度从［0，1］均匀分布中选择，而相位从最小值和最大值由对应于一个特定 MT 速率的最大多普勒频移给出的均匀分布中选择，此速率在 667μs 的持续时间内仿真步骤倍乘。假设单相互影响和镜面反射。只有在每个 MT-BS 周围的 CrR 内的 IO 是活动的。多 MT 可以是活动的，且当移动经过传播环境时，通过它们接收和发射的信号相继地进行仿真。

一个称为 Mascaraa 的用于 MIMO 链路级仿真的软件包由 Conrat 和 Pajusco 在参考文献［CoPa03］中记述。在这个包里的主要调制依照一个特定的信道模型来仿真射线，产生一个信道脉冲响应，影响一个采用的产生的脉冲响应的信号卷积，且仿真移动性。

Mascaraa 首先仿真了射线，每个有着特定的延迟来自 TX 阵列的 DoD 以及在 RX 阵列的 DoA。使用 Polar 符号，且在一个 RX 天线的范围内通过下列矩阵来表现

$$\begin{bmatrix} E_\theta^{RX} \\ E_\phi^{RX} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{\theta\theta}\, G_{\phi\theta} \\ G_{\theta\phi}\, G_{\phi\phi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_\theta^{TX} \\ E_\phi^{TX} \end{bmatrix} \tag{6.8}$$

式中，$G_{\theta\theta}$，$G_{\theta\phi}$，$G_{\phi\theta}$，$G_{\phi\phi}$是完全描述每个阵列的增益和极化性质的复杂的增益值。

使用一组有着常量幅度、极化以及延迟特性的射线，在一系列 WSS 间隔的每个建模信道，在这些间隔的每个里信道的动态方面通过只冲击射线的相位来建模。

这组射线可以通过 4 种不同方式中的一个产生。第一个是假设一个抽头延迟线性模型用于信道脉冲响应。则有大约 50 个射线在模型的每个抽头进行分配。分配的到达角度或者是按照 Clark 的模型在方位面上有一个均匀分布，或者在到达在 3D 的均匀角度来造成一个平面衰落频谱。在这一模型中，只有 $G_{\theta\theta}$是非零的，相关幅度由抽头延迟线性模型定义。BS 处的射线方向没有定义，虽然基于参考文献［Paju98］中消息建议仰角和方位角可以分配用于 MIMO 仿真。

第二个方法是通过基于准确已知环境以及链路终端位置的基础下的射线追踪。第三个方法是使用基于几何的随机信道模型（Geometry-based Stochastic Channel Model，GSCM）用于定义射线源，比如 IO 的集群。最后，射线可以根据一个定向抽头延迟线性模型产生，在这一模型中，和每个抽头的衰落有关的多普勒频谱是和可以指定与 BS 或者 MT 的功率角度分布相关的。极化建模通过随机指定选定的值和每个射线相关的复杂信道增益来完成，对于所有对应特定抽头的射线，此增益既可以是不同的也可以是相同的。

对于 MLk，在时刻 k，第 m 个 TX 天线元和第 n 个 RX 天线元之间的脉冲响应 $h_{mn}(k)$的近似值可以根据下列产生

$$h_{mn}(k) = \sum_{i=1}^{NRays} a'_{mn}(i)g[kT_s - \tau(i)] \tag{6.9}$$

式中，$a'_{mn}(i) = a(i)\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi_n(i)}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi_m(i)}\mathrm{e}^{\mathrm{j}x\cos(\alpha)}\mathrm{e}^{\mathrm{j}start(i)}$，$a$ 是射线幅度，φ_n是在 TX 阵列的第 m 个天线元的空间相位偏移（对应于射线的相位中心），φ_m是在 RX 阵列的第 n 个元的空间相位偏移，x 是 MT 在间隔的开始时位置的位移，α 是从在 MT 的 DoA 和 MT 的轨道推导出来的；T_s 是仿真时钟间隔而 $start(i)$ 是假设每个 WSS 间隔在仿真开始时的随机相位，$T_s = 1/F_s$。

函数 $g(t)$ 是整个带宽为 $F_s/2$ 的升余弦滤波器的脉冲响应。本文记述了 $g(t)$ 的综合的细节考虑，射线延迟的准确性，信道脉冲响应大小最优化，以及幅度和延迟标准化。Mascaraa 的脉冲响应产生过程需要的处理时间少于其他方法，在这些方法中抽头增益随着独立同分布复杂变量而产生。报告中在 1.4GHz 处理器的奔腾Ⅳ个人电脑上仿真一个 2.2GHz 的，移动速度为 10m/s 及信号带宽为 5MHz 的 10min 长传输场景需要的时间为 4900s。

Morosi 等人记述了软件实现和基于 COST 259 WDCM（见参考文献［MAHS05b］）的宏蜂窝和微蜂窝 UMTS 移动信道的仿真器的评估。仿真器使用的上行链路模型详细描述在参考文献［MTRF02］中。在确定地详述集群在感兴趣的无线环境中的位置后，使用一个统计的建模方法。BS 接收到的信号建模成多个波的叠加，每个波都有着自己的 DoA（φ_i）、传播距离（d_i）、平均功率（P_i）、延迟（τ_i）、一相应的反射系数（$\alpha_i e^{j\phi_i}$）和来自 MT 的 DoD（γ_i）。假设能量在对应通过集群的传播的离散时间延迟间隙到达 BS，且从第 n 个集群接收到的信号表示如下：

$$\vec{y}_n(t) = \sum_{j=1}^{Q_{cn}} \sqrt{PLW(\tau_j)}\sqrt{PDP(\tau_j)}s(t-\tau_j)\sum_{l\in\tau_j}\alpha_l\sqrt{PAP_l}\sqrt{PEP_l}\,\vec{\boldsymbol{a}}(\varphi_i)\times e^{-j\phi_l}e^{-j2\pi/\lambda(d_l+vt\cos(\gamma l))} \tag{6.10}$$

式中，$\vec{\boldsymbol{a}}(\varphi_i)$ 是在 BS 天线的指导矢量；Q_{cn}是和第 n 个集群有关的抽头数量；PLW 是第 n 个集群模型中的第 j 个抽头相关的路径损耗（包括阴影）；$PDP(\tau_j)$ 是和第 n 个集群相关联的 PDP 在延迟 j 的功率；PAP_l是在第 n 个集群第 l 个 DoA 的功率方位轮廓相关的因子；PEP_l是在第 n 个集群第 l 个 DoA 的功率上升轮廓相关的因子；v 是 MT 的速度；l 是在延迟 τ_j贡献给能量的 IO 的数量。

通过定义与 BS（见参考文献［3GPP01］）和类型Ⅳ（空间）变量相关的自相关矩阵为

$$\boldsymbol{R} = \frac{1}{L_{\tau_j}}\sum_{l\in\tau_j}PAP_l(\varphi_l)PEP_l(\varphi_l)\,\vec{\boldsymbol{a}}(\varphi_l)\,\vec{\boldsymbol{a}}^{H}(\varphi_l) \tag{6.11}$$

从第 n 个集群接收到的信号可以更简洁地写为

$$\vec{y}_n(t) = \sum_{j=1}^{Q_{Cl}}\sqrt{PLW(\tau_j)}\sqrt{PDP(\tau_j)}s(t-\tau_j)\boldsymbol{S}_j^{H}\,\vec{\boldsymbol{g}}_j(t) \tag{6.12}$$

其中 $\boldsymbol{S}_j$选择为 $\boldsymbol{R}=\boldsymbol{S}\boldsymbol{S}^{H}$，快速衰落通过引入$\vec{\boldsymbol{g}}_j(t)$，有着单位方差的独立复杂高斯实体的列矢量得以说明。因此，每个和特定天线成员接收到的信号有关联的集群内的每个抽头都经历了快速衰落过程，且自相关矩阵 $\boldsymbol{S}$ 源于 BS 的阵列几何，和延迟 τ_j的能量的 DoA，以及依照 COST 259 要求的相应 PAP 和 PEP 中。

参考文献［HaRe04］，［HaLe03］中记述了室内无线信道的建模的不同几何方式。不同于许多基于几何的信道模型，记述的模型不取决于 IO 的一个特定分布。取而代之的是，其显示可知和信道上变量相关联的基础统计参数，在只取决于环境的几何上是很稳健的。因此，为了估计这些参数，并不要求对环境的认识像例如对建立射线追踪仿真那样的准确。也可以看出，几何信道特性需要的关键参数是计划的无线系统将在其中运行的领域内的体积和表面区域。

基于前述的概念，发展了一个用于频率选择性空间变化的瑞利 SISO 室内无线信道的充分分析模型。其输入参数是载波频率、天线特性和路径损失指数，一个用于 IO 的平均反射系数，计划用于 TX 和 RX 终端的空间分布，它们距离彼此的最小距离，以及这两终端将处的领域的大小。记述的分析关系的输出是一个瞬时 RMS 延迟扩展的上限值和平均值以及描述大范围空间变化的对数正态分布的方差。这种变化的分布也提供了用于小范围空间变量的统计特性的足够信息。记述的模型通过比较分析结果和仿真结果以及在 2 ~ 60GHz 范围内频率的测量（见参考文献［HaLe03］）来进行验证。

在转到考虑硬件衰落信道仿真器之前，应该注意 Lienard 和 Degauque（见参考文献［LiDe04b］）的研究工作，他们将一个有趣的调查研究引入到用于仿真和测试 MIMO 系统的搅拌混响模式会议室中（Modes Stirred Reverberation Chamber，MSRC）。这样的会议室有金属墙，且在它们的激发下，联合各种传播模型，使用一个天线可以产生大电磁区域。可以使用一个金属桨用于模式激发，这样对于每个桨的位置，有不同的模式持续。如果使用天线来捕捉传播通过会议室的能量，模式激发桨的每个位置导致 RX 和 TX 天线之间 PLk 的不同转移函数，包括所有传播模式的影响。通过已知会议室的 Q，这种 PLk 的 SNR 可以得到调整。因此，通过激发，可以轻易地实现不同链路在事先确定的平均 SNR 下的仿真。然而，最开始为 EMC 测试发展的 MSRC，会导致在会议室内电磁区域的均匀空间分布，这是在它们最初的应用下期望得到的特性，但是也禁止了实际 MIMO 场景的建立，在该场景里空间领域相关性通常在 TX 和 RX 天线是不同的。为了允许 TX 和 RX 天线的不同领域分布，可以使用两个 MSRC，它们之间使用波导耦合。

参考文献［LiDe04b］报告的实验包括两个尺寸为 2.24m × 2.92m × 2.0m 的 MSRC，通过尺寸为 20cm × 20cm 的大型波导或者一个 WR187 波导进行耦合，其中 WR187 波导中 TE01 模式在一个从 3.95 ~ 5.85GHz 的操作带宽间激发。在实验开始前，会议室被刻画为有约 17000 的 Q 因子，且当宽带喇叭形天线用于发射和接收时，导致了一个有着在连续延迟间隔内宽范围功率起伏且平均功率斜度为 15dB/ms 的 PDP。模型激发桨的 100 个不同位置的瞬时 RMS 延迟扩展的平均值确定为 200ns。最初的测量标志也涉及到 TX 天线类型Ⅳ变量的空间相关性的估计，在一个会议室使用一个固定贴片天线而在另一个使用第二个贴片天线，以 2mm 每步进行移动。在每一步之后，对信道转移函数矩阵使用一个配置用于传输的网络分析仪，针对 100 个模型激发器的不同位置进行测量。结果相关函数从单位值到超过 45mm 距离约 0.25 呈几乎线性增长。在上述引用的文章中也记述了 MIMO 实验。

6.3.4　MIMO 硬件信道仿真器

Beyond 3G 系统使用宽带和多天线技术。这些系统的仿真计算上是很复杂的且需要相当多的计算时间。HardWare（HW）无线信道仿真程序提供了需要的处理速度。HW 仿真程序的其他好处在于实时和对于任何测试下设备的可重复性能估计。两个 COST 273 的参与者 ARC Seibersdorf Research GmbH 和 Elektrobit Ltd 已经在商业上发展了 MIMO 信道可用的硬件信道仿真程序。ARC Seibersdorf Research GmbH 记述了一个 MIMO 信道仿真程序的 ARC SmartSim MIMO 发展平台，其包含用于 TX 和 RX 发展的额外的数字信

号处理硬件。Elektrobit Ltd 介绍了 Propsim 无线信道仿真程序（见参考文献［KoJH03］，［SJKN05］）、Propsound 无线信道探测器和 EB4G 算法发展平台。

Elektrobit 证明了一个新的缩短的时间到市场的解决方案。这种系统使用 Elektrobit Propsim C8 无线信道仿真程序、Propsound 信道探测器和 EB4G 算法发展平台（见参考文献［KoJH03］）。它可用于数字基带、模拟基带或者 RF 接口来使得在早期基带原型的测试持续时间内，不需要执行 RF 前端的测试算法成为可能。在实时中可以使用软件定义无线电（Software Defined Radio，SDR）平台来运行算法。可以自由指定空间接口类型来研究完全的 MIMO 配置。有着 MLk 间相关性的实际 MIMO 信道，可以用使用由 Propsound 信道探测器测量的信道数据的 Propsim C8 来进行模仿。这种解决方案提供了运行实际可控制的 MIMO 测试的唯一能力，这种测试有着实际信道相关性的挑战。

Elektrobit Propsim C8 是一种可升级的多信道仿真程序，提供从 2G 到 MIMO TGn 模型以及其他之外的所有已知标准的和研究的信道模型的信道仿真，MIMO TGn 模型有着 ETSI/宽带无线接入网络（ETSI/BRAN）延迟轮廓。这些模型可以通过一个用户自由地定义并在现有的 HW 配置内运行。从文件运行仿真设备的 Propsim C8 能力提供了正如参考文献［KoNu04］，［KKNJ04］解释了信道测量数据回放的可能性，且图 6.11 给出了例证。

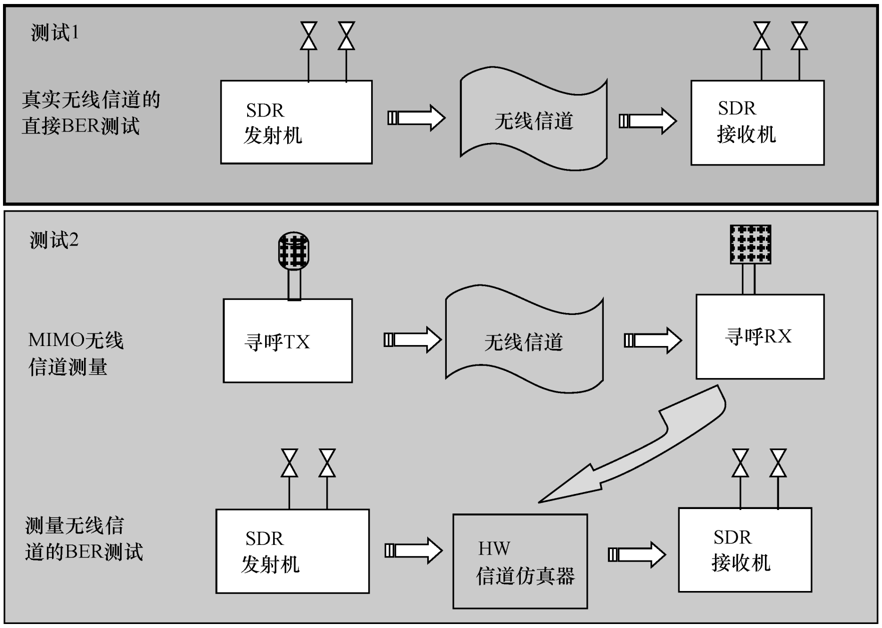


图 6.11　回放仿真查证的原理

Propsim C8 信道模型也可以按照调试系统所处的测试遭遇问题下的特定信道状态的测试来进行检查。在一个仿真程序单元内 Propsim C8 支持 4 ×4 配置，且伴随着多单元的同步可以测试更多复杂的场景（如 8 ×8）。

ARC Seibersdorf Research GmbH 上发展的 MIMO 硬件测试床包括一个完全可升级的信道仿真程序和用于 TX 和 RX 发展的额外的信号处理单元（见参考文献［KSKL05］）。

信道仿真程序提供了使用基于 COST 259 建议的 GSCM 的可能性，该建议引入了 BS 周围的 IO 以及双散射（见图 6.12）（见参考文献［HoSt04］），且将使用最新 COST 273 信道模型建议来提高。此外，用户有从任何给定信道模型或者信道探测器测量装载脉冲响应函数的可能性。发展平台也反映了用于数字基带、模拟基带、中频（IF）和射频（RF）的接口并支持多无线系统和多频率带宽（如 UMTS、WLAN、WIMAX）。这就允许了通过从系统的数字基带实现并逐渐加入模拟和 RF 接口的 MIMO 系统的无缝快速原型化。对于实际测试，实时信道仿真程序可以用天线来取代以确认算法是否在实际条件下也能很好地运行。

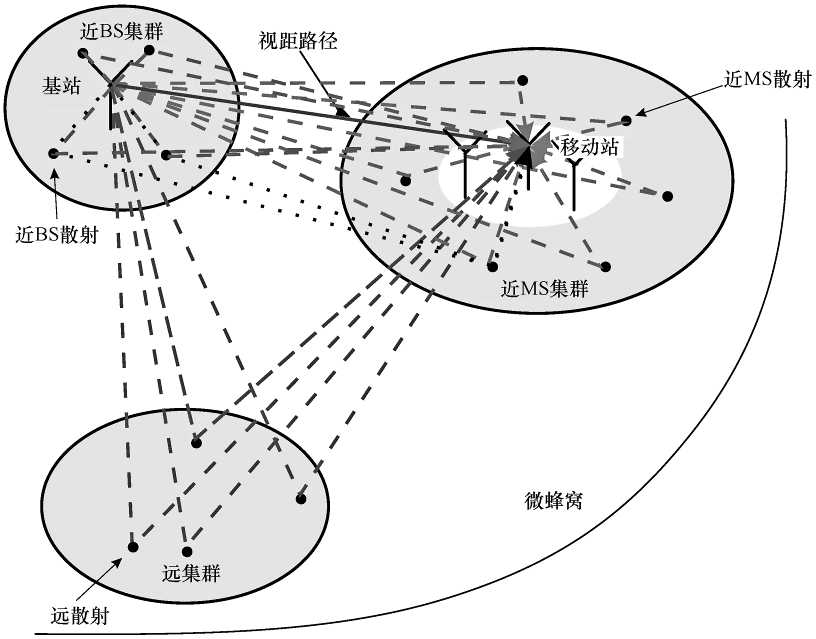


图 6.12　GSCM 原理

所有通过 GSCM 信道仿真器进行的计算都在硬件平台上实时执行，且产生了一个用于实际 RX 估计的无限数量的变化脉冲响应函数。仿真程序完全可以再制造，且通过保存每秒的信道模型状态的快照，甚至可能在任何保存的快照时刻重新启动。这就允许了 RX 算法的目标调试和在数字仿真领域下准确再制造信道的性能估计。

MIMO 信道的仿真首先在一系列 DSP 板间划分，每个板仿真一对 TX 和 RX 天线间的无线信道。每个 DSP 板包括一个数字信号处理（Digital Signal Processor，DSP）和现场可编程门阵列（Field Programmable Gate Array，FPGA），其中 DSP 计算信道的脉冲响应且 FPGA 将输入信号和脉冲响应进行卷积。一个在 FPGA 内有着所谓的“历史 RAM”的卷积的著名概念被引入用于有着长功率延迟轮廓的脉冲响应（见参考文献［KSKL05］）。仿真程序概念可以升级到 64 个信道，建议，例如一个 8×8MIMO 系统。

本文也包括信号处理硬件用于 TX 和 RX，其允许 MIMO 算法的快速原型化。为了

证明和估计的目的，实现了一个智能天线接收机，而结果报道在参考文献［KSKL05］内。

6.4 天线配置

MIMO 和采用的传播信道的空间域相联系，并涉及精确复杂的信号处理过程。链路两边的天线阵列的配置对 MIMO 很关键，因此天线是一个重要的方面。找到一个可行的天线配置是 MIMO 技术的一个必需部分。在本节中将研究 MIMO 的不同天线配置。

MIMO 系统采用传播信道的多径结构。调制天线以适应传播信道。天线阵列和传播信道应该一起处理且统计描述以考虑传播环境的许多信道实现。信道系数间的相关性受天线性质的影响。由于天线在 MIMO 阵列中是同位的，可能会发生相互耦合的影响。当设计一个用于 MIMO 系统的天线阵列时应该考虑所有这些影响。

对于 MIMO 系统的不同天线的估计和比较需要 MIMO 系统质量测量这一概念。在 6.4.1 节，描述了这些特定测量的概况，比较了不同天线的配置。很显然，应该考虑功率的影响，因此在 6.4.2 节中讨论了功率的影响，说明了极化分集和天线元间的相互耦合的影响，将 MIMO 天线阵列整合进小手机里是一个主要的挑战，因为通常需要一个大的天线空间用于传播信道的空间特性的利用。6.4.3 节给出了一些例子，证明 MIMO 天线阵列可以多么紧密地整合到手机中去。最后，给出了一个总结并指出了未来的期望。

6.4.1 MIMO 天线的质量测量

对于 MIMO 天线阵列，需要一些质量测量以对不同天线阵列间进行比较。很显然，有一些天线性质可以通过典型的天线测量进行评估，如辐射模式、天线增益、自耦合与互耦合阻抗、半功率波束、带宽、频率范围和谐振频率。如果一个天线阵列在 MIMO 系统中应用，一些更多的特点测量就凸现了，必须考虑传播信道。质量测量是统计测量，描述了用于特定传播信道的天线阵列的性能。在下述将给出用于天线阵列的 MIMO 特定的质量测量的概述。

由于 MIMO 系统已知其对于未来一段通信的容量的提高，瞬时的信道容量是用于估计 MIMO 系统的最重要测量。在后面的段落中，介绍了这一部分内容，容量也受随后段落引入的一些因子的影响。

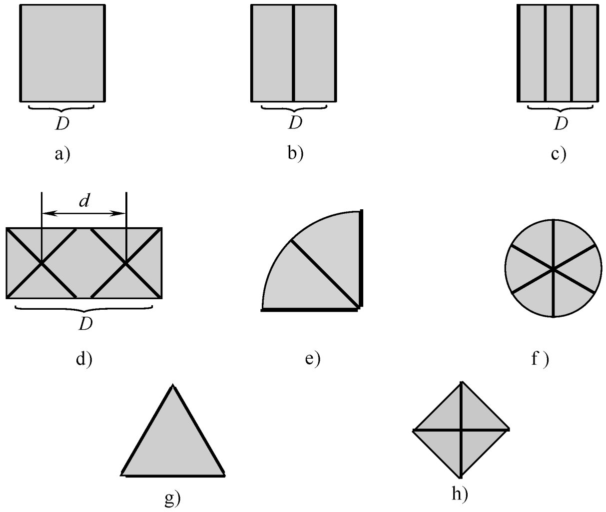
1. 容量

信道容量取决于传输和接收天线的数量 n 和 m、信道矩阵 $\boldsymbol{H}$ 和信噪比（SNR）。为了简化，在下面的内容不考虑质量测量的结果，只考虑接收机的无信道状态信息的 MIMO 系统。在这种假设下，发射功率在发射天线间同等扩展（不是最优化的，参看［Ande00］）。MIMO 系统在空间不相关高斯分布噪声存在的情况下的瞬时信道容量可以通过下述进行计算

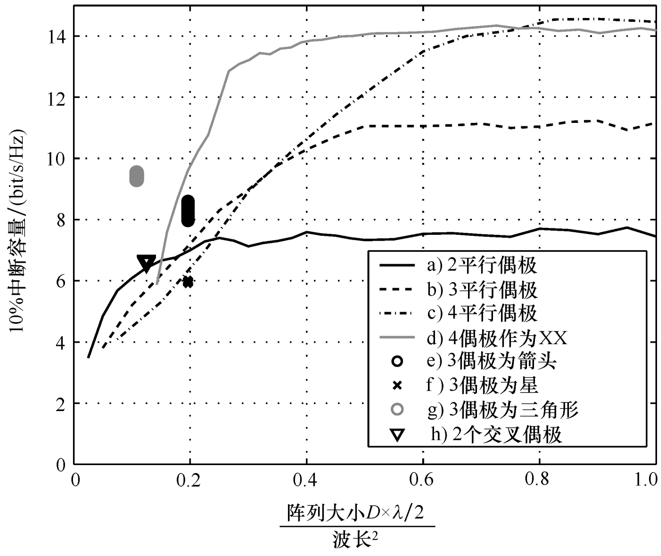
$$C = \log_2\left[\det\left(\boldsymbol{I} + \frac{SNR}{n}\boldsymbol{H}_F\boldsymbol{H}_F^+\right)\right] \tag{6.13}$$

式中，$\boldsymbol{I}$ 是确定矩阵；$(\cdot)^{+}$ 表示复共轭转置。

为了研究相关性对容量的影响，信道矩阵经常需要标准化，这样它就独立于信道衰弱。容量表达为在接收机的 SNR 的函数，如式（6.13）所示。$\boldsymbol{H}_{\mathrm{F}}$ 是信道矩阵，用 Frobenius 矩阵标准进行标准化，因此每个信道矩阵迹（$\boldsymbol{HH}^{+}$）$/nm$ 的平均衰减等于 1。当标准化信道矩阵时，信道矩阵中包含的信道衰减，必须以 SNR 的形式来表达。



偶极阵子组成



这些阵列的MIMO系统的容量

图 6.13　偶极子的安排和它们的 MIMO 容量（见参考文献［WaSW04］）（对于采用极化分集的系统[(e)-(h)]，发射阵列根据接收阵列对应地在 0 ~ 180°间循环。对于[(a)-(d)] 的配置，整个阵列的大小改变）

衰减受天线和无线信道的影响。经过这样的标准化后，相关性对容量的影响变得可见，但是忽略了任何 SNR 和 $\boldsymbol{H}$ 的相关性之间的相互作用。由于天线对 SNR 和相关性都有影响，这种标准化没有准确地预告不同天线阵间的不同行为。在现实的系统中，天线的影响不包括在信道矩阵中。使用 Frobenius 标准的信道矩阵的标准化减少了一些天线的影响。因此，需要另一种方式来保持允许 MIMO 天线阵列的公平比较对天线的影响。

如果 $\boldsymbol{H}$ 没有标准化，则意味着路径损失和单天线元的增益包括在 $\boldsymbol{H}$ 中，式（6.13）可以写成

$$C = \log_2\left[\det\left(I + \frac{P_T}{\sigma^2 n}\boldsymbol{H}\boldsymbol{H}^+\right)\right] \tag{6.14}$$

式（6.14）表达了容量作为发射功率 P_T的一个函数。考虑了受天线和无线信道影响的传输链路。σ^2是噪声功率。这个公式允许了不同 MIMO 系统的比较，包括传输增益和随即得到的 SNR 的影响。没有标准化的容量是采用不同天线阵列的 MIMO 系统间比较的一个恰当测量。

在图 6.13 中使用式（6.14）计算的容量显示了一些天线的配置。对于传输信道，使用了一个基于路径的室内信道模型。显示的容量关系到阵列的整个大小，用灰色说明。

值得注意的是对于小阵列的大小，一个有两个元素的阵列优于有三或四个元素的阵列。采用极化分集的系统在对抗极化不匹配上是很稳健的，这通过和接收阵列相关的发射阵列的循环得到证明。质量测量、天线配置对容量的影响通过研究由行为造成的影响来揭示。有两个主要性质决定一个 MIMO 系统的容量。它们是相关特性和功率水平或者功率形式的效率。因此，需要研究用于相关性的测量和用于以功率形式的效率的测量。

2. 相关性

$\boldsymbol{H}$ 的相关性影响容量，由于所有 $\boldsymbol{H}$ 中的成员 h_{ij}间的相关系数的数量是 n^2m^2，因此评价相关性能很困难，表现容量分布和相关性之间的关系也很困难。在参考文献［JoBo03］中，定义了描述所有成员 h_{ij}间相关性的测量，且可以显示，一个没有信道状态信息的 MIMO 系统的各态历经性容量随着相关性的减少而增加。评价相关性是高还是低的一个简单方法是只考虑发射机和接收机的相关性。两个零均值成员 h 的复杂的发射和接收相关系数定义为

$$\rho_{\mathrm{Tx}} = \frac{E\left\{h_{ki}h_{kj}^*\right\}}{\sqrt{E\left\{|h_{ki}|^2\right\}E\left\{|h_{kj}|^2\right\}}} \tag{6.15}$$

$$\rho_{\mathrm{Rx}} = \frac{E\left\{h_{ik}h_{jk}^*\right\}}{\sqrt{E\left\{|h_{ik}|^2\right\}E\left\{|h_{jk}|^2\right\}}} \tag{6.16}$$

因此只考虑了来自不同天线间发射的信号或者接收信号的相关性。

功率相关性系数是 $\rho_{\mathrm{PTx/Rx}} = |\rho_{\mathrm{Tx/Rx}}|^2$，在参考文献［PiSt60］给出。这一公式可以在带有不同天线阵列，且允许天线元之间进行比较的 MIMO 系统中进行计算。例子参看

6.4.3 节。

相关性在只有链路的一端为多天线的分级系统中扮演了重要角色。5.3 节对分级技术得出的研究和结论也可用于 MIMO 天线阵列。

3. 平均有效增益

为了评估一个阵列中的单个天线，可以使用平均有效增益（Mean Effective Gain，MEG），包含在参考文献［AnHa77］。MEG 定义为测试的一个天线的平均接收功率和参考天线的平均接收功率的比率。为了确定 MIMO 系统运行正确，所有天线需要有一个近似相等且尽可能高的 MEG。如果在一个 MIMO 阵列里的天线元没有类似的平均效率增益，则可能会产生一个分支功率失衡，使系统性能恶化。

MEG 的定义可以扩展用于评估阵列。平均效率阵列增益（Mean Effective Array Gain，MEAG）是一个阵列的平均接收功率与在同一信道有着同样发射天线的参考天线的平均接收功率的比率。

4. 平均效率链路增益

基于确定的独立瑞利衰落分支基础上的理论分析，由相等天线数量的两个系统接收到的平均功率通常标准化相等。在这种情况下，信道矩阵通常根据 $\boldsymbol{E}\left\{\|\boldsymbol{H}\|_F^2\right\}=mn$ 得出，其中 n 和 m 分别是发射和接收天线的数量。然而，如果由于不同辐射性质造成的天线功率间的功率不平衡，在天线比较的上下文中，这种标准化将忽略天线的辐射样式的影响以及阵列增益。因此，我们应该设立一个公共参考，即 $\boldsymbol{H}_{\text{ref}}$，将接收功率标准化。考虑信道矩阵的两个序列，即 $\left\{\mathrm{H}_{\text{aut}}^{(i)}\right\}$和$\left\{\mathrm{H}_{\text{ref}}^{(i)}\right\}$，$i=1,\cdots,N_s$。信道的接收功率可以定义为 $P=1/N_S\sum_{i=1}^{N_s}\|\boldsymbol{H}^{(i)}\|_F^2$，其中 $\|\cdot\|_F$ 是 Frobenius 标准。测试下的天线系统的平均有效链路增益（MELG）（见参考文献［SSKV04］）通过以下式子由参考天线系统的抽样平均功率来划分

$$G_{\text{e,MIMO}}=\frac{P_{\text{aut}}}{P_{\text{ref}}}=\frac{\dfrac{1}{N_S}\sum\limits_{i=1}^{N_s}\|\boldsymbol{H}_{\text{aut}}^{(i)}\|_F^2}{\dfrac{1}{N_S}\sum\limits_{i=1}^{N_s}\|\boldsymbol{H}_{\text{ref}}^{(i)}\|_F^2} \tag{6.17}$$

不同于 SISO 系统中的 MEG，MELG 定义了系统的平均链路增益。换句话说，MIMO 天线比较概括了链路两端是 SISO 的情况。MELG 没有强加任何限制在阵列几何上，也没有要求等功率的天线分支，从这个意义上讲，概括用于专断的 MIMO 天线配置的 MIMO阵列增益的概念。基于式（6.17），测试下的天线的标准化的相互信息变为

$$C_{\text{aut}}^{(i)}=\log_2\left|I+\frac{\rho}{n}G_{\text{e,MIMO}}nm\frac{\boldsymbol{H}_{\text{aut}}^{(i)}\boldsymbol{H}_{\text{aut}}^{(i)\text{H}}}{P_{\text{aut}}}\right| \tag{6.18}$$

表达式直觉上很吸引人，因为参考天线配置的 SNR 只是 ρ，也因为 $G_{\text{e,MIMO}}=0\text{dB}$。测试天线系统的 MELG 直接改善了 SNR，在 SNR 中的相互信息得到计算。定义式（6.18）是普遍的，且在任意的 MIMO 天线配置可以行得通，如天线有不同的朝向方向，这是 MT 的普通情况。

5. 发送功率增益

空间距离很近的天线间的相互耦合不仅仅只影响信号流和相关性质，也可以强烈地减少以一个阵列的功率形式表示的效率，由于绝大部分 MT 是电池驱动的，因此该阵列是不受欢迎的。由于一个天线阵列的功率效率取决于它的激发，使用功率效率作为 MIMO 系统中阵列的质量测量是不合理的。

参考文献［WaSW04］给出的系统模型，可以考虑 MIMO 链路的功率传输增益。功率传输增益是用于包括发射机端天线阵列、传输模型和在接收机端的天线阵列的整个 MIMO 链路的一个测量。功率传输增益是在信号流失接收到的功率与到发射天线的功率的比率。后者不等于从发射天线辐射的功率，如果发射阵列的效率不是 100% 的话。可以通过比较同样信道里不同阵列的 MIMO 系统的功率传输增益来得出以功率性质表示的阵列的性能结论。

在图 6.14 显示了用于一些在室外信道链路每一边有两个并行的双极子天线的 MIMO 系统的功率传播增益的 CDF，使用基于路径的信道模型进行仿真。当减少天线空间时，天线的效率增益也减少，传输信道的功率增益也减少。对于极小的空间，2×2 MIMO系统的平均功率增益比一个 SISO 系统的更差，这是由于相互耦合效应影响。但是，在低掉话概率方面，MIMO 总是能比 SISO 有更好的性能。

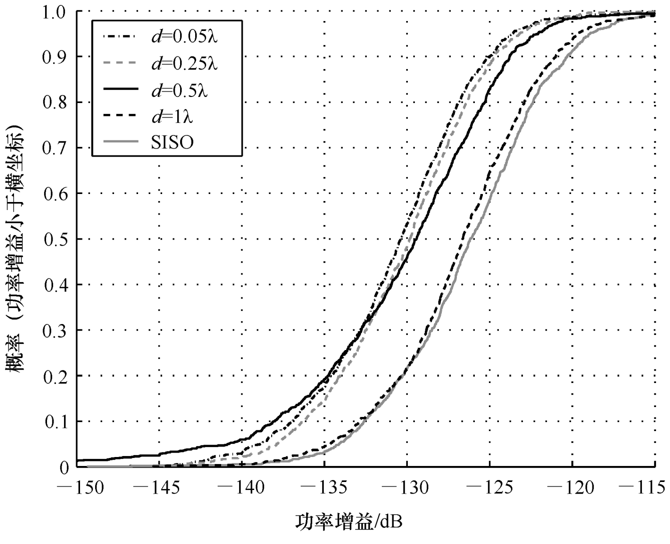


图 6.14　参考文献［WaSW04］中给出的不同天线间隔的功率增益分布
（物理信道的平均衰减是 132dB，由信道模型给出）

6. 其他质量测量

另一个用于在某一特定信道的天线阵列的重要质量测量是有效分集顺序。有效分集顺序将相关性和有效增益联合在一起，参考参考文献［NoTV01］。参考文献［TaOg01］中介绍的分级天线增益也是一个表达联合相关性和 MEG 的分级天线的性能的测量。这些测量只聚焦于链路的一边的分集，因此不直接用于完成 MIMO 系统。

在参考文献［RoBK04］中，在一个回响会议室中测量的信道容量引用作为天线配置的一个质量测量。该测量可允许重复的不同天线阵列的比较，虽然环境并不允许相对应于实际传播信道。

6.4.2　功率因素

正如前面章节所提到的，天线对以功率形式的效率有影响。平均有效增益、平均有效链路增益和发送功率增益是用于 MIMO 天线阵列的效率度量的数据。天线配置对整个接收的功率（见参考文献［SSKV04］，［WaSW04］）有显著的影响。

1. 相互耦合和辐射效率

MIMO 阵列中的天线元间的相互耦合效应对功率和容量有影响。对于只在链路的一端有一些天线的分集系统，5.3 节给出了相互耦合效应的一个分析。

MIMO 中相互耦合将扮演的角色仍在研究中。天线元增加（见参考文献［SvRa01］）或者减少（见参考文献［WaSW04］）遍历容量之间相互耦合冲突性报告中看起来一点也不冲突。这两种效应效果在原则上都是合理的。一方面，相互耦合改变了个别天线的模式。由于每个天线“见识”了周围的散射体（样式分集）的不同部分，这就创造了分集。但是这种影响似乎是很小的，除非天线间彼此距离很近。另一方面，通过接收的功率的重辐射，相互耦合可能导致可能造成减小容量的天线信号间的更高的空间相关性。然而，让我们清晰地看到：相关性不仅仅由相互耦合造成并取决于其他因子的数量。彼此间近似以及有损材料的天线，像人类的问题一样，也遭遇了减小辐射效率的问题。这是一个测量很复杂的效应，但是如果我们想要比较一个天线和单独一个天线的性能，它将变得极其重要。

处理这个问题的一个方法是所谓的“嵌入模式”（见参考文献［KiRo04］），将涉及真实的天线的全波电磁计算和一个定义好的多径环境的产物。另一种可能性是 MIMO 通信链路的描述，包括发射天线、传播信道和通过散射参数的接收天线，参看参考文献［WaSW04］。目前的发现指示空间相关性相比于散射效率有极小的影响。

2. 对功率和容量的极化分集的影响

天线配置的一个重要方面是极化。使用双极化天线可以减少相关性，达到一个改善的容量（见参考文献［WKSW03］）的目的。极化分集对相关性的影响将在 5.3 节中进行了讨论，并对分集技术进行更细节的讨论。功率水平通过引起容量减少的双极化来减小（见参考文献［SSKV04］）。作为一个例子，后面将研究极化对 2×2MIMO 天线阵列的影响。

独立同分布容量（见参考文献［FoGa98］）适用于零相关性的瑞利衰落信道且只用于单极化系统。正交极化后，信道矩阵可以公式为（见参考文献［ESBP02］）

$$\boldsymbol{H}=\sqrt{\frac{K}{K+1}}\begin{pmatrix}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi_{11}} & \alpha\mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi_{12}}\\ \alpha\mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi_{21}} & \mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi_{22}}\end{pmatrix}+\sqrt{\frac{1}{K+1}}\begin{pmatrix}X_{11} & \alpha X_{12}\\ \alpha X_{21} & X_{22}\end{pmatrix} \tag{6.19}$$

式中，K 为莱斯因子；α 是信道的相互极化；X 是高斯随机变量；$\mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi}$对应于 LoS 元素。

参考文献［SSKV04］显示了标准化 $E\left\{\|\boldsymbol{H}\|_F^2\right\}=mn$ 不能用于任意极化，因为对

MELG 上的极化效应可以忽略。使用一个 VH-VH 极化系统作为一个双极化 MIMO 系统的例子。这可以均等地实现，如反向圆极化。

理论分析给出了 2×2MIMO 系统的下述结果：

1）在 LoS 情况下（$\alpha=0$，$K=\infty$），当发射机不知道信道情况时，单极化情况的 MELG 比 VH-BH 极化情况高 3dB。

2）如果发射机知道信道情况，不同的是 6dB，等于系统的联合阵列增益。

3）对于高 SNR（情况 1 下 $\rho>4$ 而情况 2 下 $\rho<12$）双极化情况的仙农容量比两个特征值的高。

4）在瑞利情况下（$\alpha=0$，$K=0$）VH-VH 极化的情况有更小的特征值扩展（在 CDF0.1 点下 4dB 更小的差别）。然而，单极化情况的容量显著地更高且 SNR（$\rho=10$）较低。这是由于更好的 MELG 和更好的分级顺序。

根据双极化天线的信道寻呼数据（见参考文献［KSPH01］，［SSVK03］，［SSKV03b］）给出了实验研究。使用类似于 6.17 的标准化，据观察单极化情况有 10dB SNR 的轻微更高的容量（TX 不知道信道）。

这里假设了单极化情况有几乎完美的极化匹配。这对于可以在任意位置持有的手机设备不现实。当考虑手持机时，采用极化分集变得重要。由于手持机的随机方位，会导致极化不匹配，这种影响可以通过极化分集克服。

3. 用户头和手的影响

采用 MIMO 终端的用户也对 MIMO 性能有影响。正如在 5.2 节已经对移动手机的天线性能评估做出的讨论，每个整合在一个 MT 中的天线受环境的强烈影响。功率传播增益通过用户的影响减小了。应该辐射的一些功率被人类组织吸收或者由于失配而损失，因此平均有效增益减小了，用户也对一个阵列里的平均有效增益的分支有影响。产生平均有效增益间的不平衡造成了平均分支功率的差异，这种不平衡使一个阵列的 MIMO 性能恶化。人类组织阻碍了部分输入场，因此天线的模式被破坏了。天线模式的不同造成了增加的模式和分集增益。在天线处的信号由于分集变得不相关。可以在参考文献［KoPO02］，［WKSW04］找到表现用户影响的更多调查研究。

6.4.3 集成到手机的 MIMO 天线

为了将 MIMO 的天线整合入手机，需要非常紧凑的阵列天线阻抗。不同分集技术的整合，如空间、格局、极化分集，形成许多可行的解决方案，如参考文献［WaSW04］所示。在下面，通过一些例子说明了如何将 MIMO 天线阵列整合入手机。

1. 三倒 F 天线手机

第一个例子中的手机类型是便携式设备，如移动电话。它配备工作在 2GHz 的频率上的三倒 F 天线。该天线配置的目的是结合不同的分集技术，即格局和空间的配置是联合不同的分集技术，即格局和空间分集。为了克服极化失配效应，采用了极化分集。手机仿真模型由一个代表电池和显示设备的金属座和一个 2mm 厚的 PVC 外壳组成，如图 6.15 所示。外壳大小是 $55\times115\times27\text{mm}^3$。金属座为 $40\times80\times10\text{mm}^3$。三天线安装到空间分隔的金属座且有着不同的方向，来采用不同的分集技术。通常倒 F 天线需要无限地

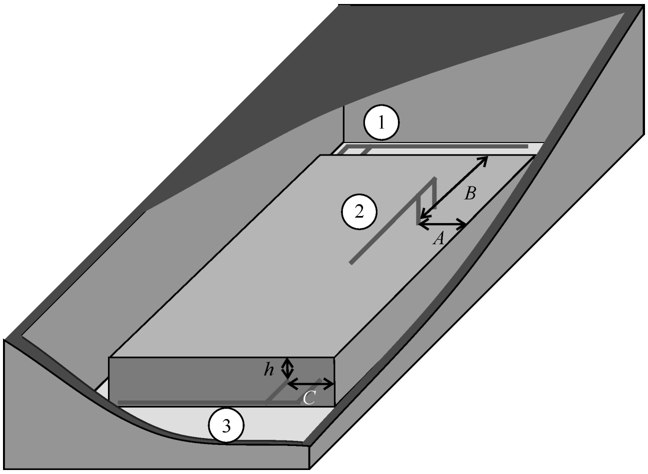


图 6.15　三倒 F 天线的手机模型，（参照参考文献［WKSW04］，其中的参数为：$A = 13\text{mm}$，$B = 13\text{mm}$，$C = 13\text{mm}$，$h = 5\text{mm}$）

平面，这在小型手机中是没有的。因此，代表无限大的地平面的金属座，作为天线的一部分，影响模式形成的和相互耦合的阻抗。手机的图片如图 6.16 所示。

整个装置使用一个基于矩量法的 EM 码进行仿真。它可以计算耦合天线系统的模式以及天线的相互耦合和自我阻抗，它作为参考文献［WaSW04］给出的一种 MIMO 传输链路模型的输入。在链路的另一边，使用天线阵列设置，包括布置在一个三角形范围内三个半波长的偶极子天线。该信道模型是随机的、完全极化、三维和基于路径的室内信道模型。

作为比较，表 6.4 列出了上述 MIMO 系统的质量和一个更大的参考 MIMO 系统，它带 3 个垂直 $\lambda/2$ 偶极子，在链路的每一边有 $\lambda/2$ 的间距。由于两个天线阵的相关系数非常低，对于一个常数信噪比的容量是相等的。但是对于一个恒定的发射功率，容量是不同的，这是因为对于 3 个小倒 F 天线，由于相互耦合和极化失配效应，MEG 和传输增益变得更差。单天线的 MEG 的详细分析已经允许了小阵列的开发和优化。更多的例子和详细的结果可参考参考文献［WKSW04］。

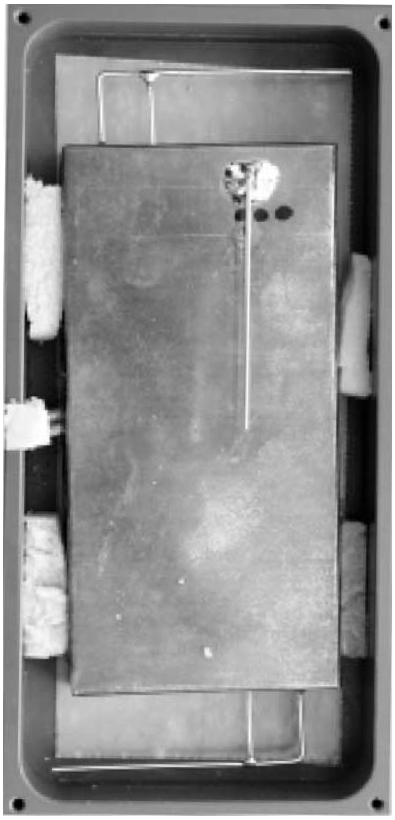


图 6.16　三倒 F 天线手机实物照

表6.4　3个IFAs的手机与3个间距为半波长平行偶极子测试的质量对比结果（参考参考文献［WaWi04］）

	10%掉话率/(bit/s/Hz)(SNR=10dB)	10%掉话率/(bit/s/Hz)(P_T为常数)	最大功率相干系数	每个天线的MEG	50%传输增益
参考（3个平行偶极子）	7.5	11.2	0.1	-0.6dB -0.6dB -0.6dB	-116.4dB
手机（3个IFAs天线）	7.5	10.6	0.1	-2.4dB -2.4dB -2.4dB	-121.2dB

2. 4个贴片天线的手机

在参考文献［KoPO02］中介绍一个采用4个工作在2140MHz的贴片天线手机模型（见图6.17）。

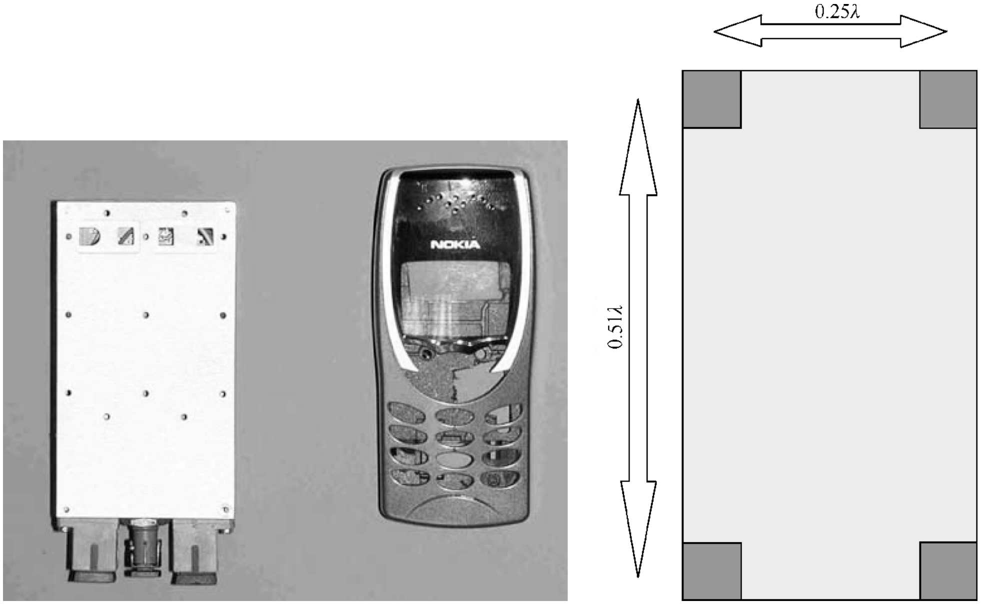


图6.17　采取4个贴片天线的手机（来自参考文献［KoPO02］）

这款手机与商务的GSM手机大小相同。4个方贴片天线位于面板的角落。两个相邻贴片之间的距离分别等于横向0.25λ，纵向0.51λ。

使用此手机作为移动站进行从户外到室内的测量。3个基站分布在移动站的周围，距离分别是60m和100m。当沿走廊以直线15m移动移动台时，每12个信道测量了512个复杂信道响应。

使用式（6.13）假定信噪比为 14dB，计算每频率分量下的容量。图 6.18 显示了所有频率分量下的所有容量曲线的边界曲线（包围线）。进一步的结果在参考文献［KoPO02］中。结果表明，对于 MIMO 将 4 个天线整合到小手机里仍然是有效的。与具有完全不相关的瑞利衰落分支信号相比，该信道的容量可以很好，而平均看来，理想不相关瑞利衰落的情况无法达成。

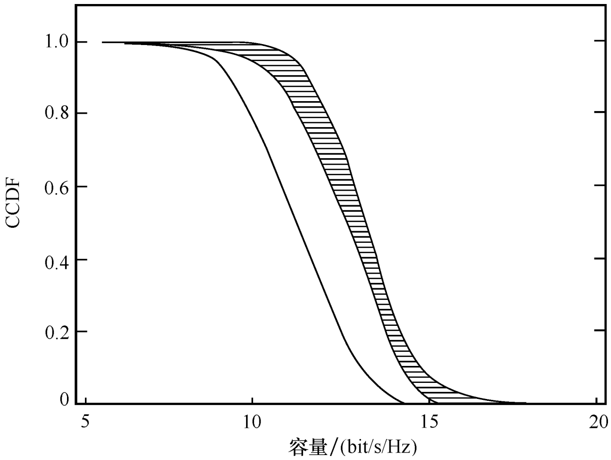


图6.18　4 个手机贴片天线的测试平台的测量容量的包络互补累积分布函数（CCDF），（这个测试平台中的用户（开放曲线）和自由的空气（阴影曲线），见参考文献［KoPO02］）

3. 有 4 个天线的 PDA

参考文献［BHWH04］中比较了 5.2GHz 频率下的 3 种不同 MIMO 天线整合到手机里的方法。考虑了对于个人数字助理（Personal Digital Assistant，PDA）的将一个 4 元天线阵贴装到其表面的不同设计。虽然每种情况的组件取向各不相同，但是每个设计都采用同一类型的组件遍布（背腔式线性槽，平面倒 F 或介质谐振器天线）。该设计模型的大小为 $63 \times 113 \times 14\text{mm}^3$，设计的 PDA 如图 6.19 所示。

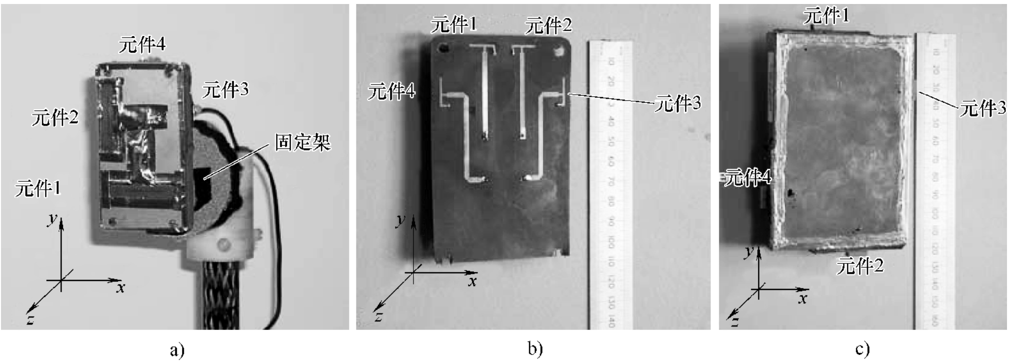


图 6.19　为备用 PDA 的设计（在参考文献［BHWH04］中给出）

3个PDA的MIMO信道测量在一个实验室环境内以点对点通信情景来进行（即PDA用于链路的两端)。发射机是固定在一个位置，而接收机被转移到21个不同的位置。如图6.20所示，显示了固定信噪比为20dB和在理论瑞利条件下的容量结果。进一步的结果，已在参考文献［BHWH04］和［RoHi04］中给出。

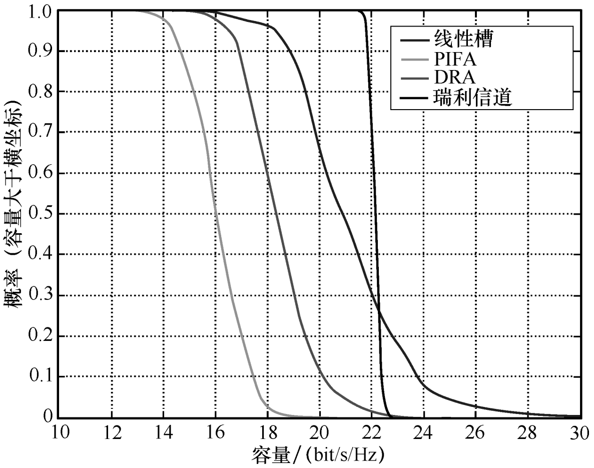


图6.20　为在实验室环境中测试3个不同的天线设计容量的CCDF（见参考文献［BHWH04］)

结果表明，装备有线性槽天线的PDA提供了类似于理想瑞利情况下的最高整体容量，再次证明了即使在小手机中MIMO仍然可行。

6.4.4　总结和下一步

在6.4节中，讨论了同时处理天线和传输信道的用于MIMO的天线配置。使用一些质量测量比较了几种MIMO天线阵列。在评价MIMO阵列上，考虑了功率形式的效率，如天线的极化、MT的用户以及天线元素间的相互耦合效益等对功率传输增益和MIMO性能有影响。已经执行了可以将一些MIMO的天线整合到手机里的具有挑战性的任务，证明了MIMO系统在紧凑型配置上是可以实现的。

MIMO系统潜在地带来了有关天线配置的若干议题，由此引起的问题只通过基础研究的一定扩展进行处理，进一步的研究可能在于处理MIMO在联合射频前端，用于MIMO以及进一步MIMO天线设计标准的应用特定的天线阵列上可行天线阵列的实现。

6.5　对MIMO信道模型的分析

物理信道模型已在6.3节描述。然而，对于系统设计和仿真，可能更倾向于分析的模型，因为它们重现信道变化的本质特征，而不会受到其他太复杂信道的影响。

第一个可能性是不考虑天线几何形状的时空信道模型，即在时间（或多普勒频率）域和空间域都描述多信道。在参考文献［LoBF01］和［LoFK02］中，将经典的宽平稳非相关散射（Wide-Sense-Stationary Uncorrelated Scattering，WSSUS）信道形式推广到三维空间。使用空时类比，分别用空间位置和空间频率代替时间和频率来描述空间域上的信号。广义脉冲响应和传递函数可以在时延、时间和空间上定义。鉴于这些知识，参考文献［LoFK02］派生了可以通过时空可变增益乘数来进行信道的仿真的离散采样过滤器模型。这些乘数有类似于那些小规模衰落的随机性以及由于许多多径分子的总和导致的高斯振幅。将这个空时信道模型和阵列集合结合起来，最终得到一个 MIMO 信道模型。

作为替代方案，在下面分析模型的时候，目的在于直接描述 MIMO 信道矩阵，而不是将阵列几何与空间信道分开。在大多数情况下，这些模型将带有归一化方差的独立同分布随机矩阵与循环对称复高斯项（为了实现不同衰落）结合，并建立在相关性基础上的，或者分解成导向/特征向量的形式。

在本节中，分析 MIMO 模型将分为两类：通过信道协方差矩阵描述的基于相关性的模型和通过特定耦合矩阵以及导向/特征向量形式描述的基于耦合矩阵的模型。当然，基于模型的起源，而不是根据它的描述形式的其他分类也是可能的。因此，一些基于耦合的模型也可以看作是基于相关性的模型，反之亦然。

6.5.1　基于相关性的模型

基于相关性的模型描述了每对接收和发射天线之间的（复杂）相关特性。由于相关性取决于实际使用的天线配置，这些模型可以简单地类推到其他配置，除非计算新的相关系数。然而，由于这种相关性在模型中是确定的，所以在分析相关性对任何性能参数的影响时，这些模型是特别有用的。

1. 基于全协方差的模式

如果是零均值高斯复杂圆形对称信道，则协方差矩阵（在这种情况下相当于相关矩阵）是足够说明 MIMO 信道统计特性的。

$$\boldsymbol{R}_{\mathrm{full}} = \boldsymbol{E}\{\mathrm{vec}(\boldsymbol{H}) \cdot \mathrm{vec}(\boldsymbol{H})^{\mathrm{H}}\} \tag{6.20}$$

式中，vec（·）是将列向量转成矢量形式；$(\cdot)^{\mathrm{H}}$是求共轭矩阵；$E\{\cdot\}$是求期望。

从式（6.20）可知任何信道的实现都可以由全协方差矩阵模型得出。

$$\mathrm{vec}(\boldsymbol{H}_{\mathrm{full}}) = \boldsymbol{R}_{\mathrm{full}}^{1/2} \cdot \mathrm{vec}(\boldsymbol{H}_{\mathrm{w}}) \tag{6.21}$$

式中，H_{w}是一个有着统一方差，循环对称复高斯项的$n_{\mathrm{R}} \times n_{\mathrm{T}}$独立同分布随机衰落矩阵；$(\cdot)^{1/2}$代表矩阵的二次方根。

在这一步，应该记住，当信道矩阵的实体是零均值高斯时，二阶统计数据只是一个充分而有效的信道统计行为的描述。对于式（6.20）的非高斯信道统计特性计算方式的修改我们将在后面讨论。

因此式（6.20）是对于循环对称高斯信道最普遍的描述。然而，它需要知道整个协方差矩阵的特征，其元素数量也随着数组大小迅速增长，另外并不是$\boldsymbol{R}_{\mathrm{full}}$的所有成分都有直接的物理描述。最后，式（6.21）的 vec 运算也是不易计算的。基于这些原因，

一些模型已经基于许多假设的基础上来简化式（6.21），这些假设或者取决于发散和接收相关性质间的分离，或者取决于在一个波束-/特征空间里的分解。

2. Kronecker 模型

该 Kronecker 模型是在参考文献［SFGK00］和［ChKT98］中介绍的，并且在 EU-IST SATURN（Smart Antenna Technology in Universal bRoadband wireless Networks）的项目中使用，通过使用一个可分离假设，简化全协方差的表达式。

$$\boldsymbol{R}_{\text{kron}} = \frac{1}{\text{tr}\{\boldsymbol{R}_{\text{RX}}\}}\boldsymbol{R}_{\text{TX}} \otimes \boldsymbol{R}_{\text{RX}} \tag{6.22}$$

式中，$\otimes$表示 Kronecker 乘积；tr｛·｝表示矩阵的迹；$\boldsymbol{R}_{\text{TX}}$表示发射相关矩阵（$n_{\text{T}} \times n_{\text{T}}$），$\boldsymbol{R}_{\text{TX}} = E\{(\boldsymbol{H}^{\text{H}}\boldsymbol{H})^{\text{T}}\}$；$\boldsymbol{R}_{\text{RX}}$表示接收相关矩阵（$n_{\text{R}} \times n_{\text{R}}$），$\boldsymbol{R}_{\text{RX}} = E\{\boldsymbol{H}\boldsymbol{H}^{\text{H}}\}$。

将式（6.22）带入式（6.21），Kronecker 信道矩阵变为

$$\boldsymbol{H}_{\text{kron}} = \frac{1}{\sqrt{\text{tr}\{\boldsymbol{R}_{\text{RX}}\}}}\boldsymbol{R}_{\text{RX}}^{1/2}\boldsymbol{H}_w(\boldsymbol{R}_{\text{TX}}^{1/2})^{\text{T}} \tag{6.23}$$

式中，$(\cdot)^{\text{T}}$表示转置。

除了简化分析方式或者 MIMO 系统的仿真，式（6.23）还允许在 TX、RX 的最优化独立阵列，这也是这种模型广泛使用的原因。但是，必须明白的是，式（6.22）暗含着 DoD 和 DoA 之间统计独立的条件。因此，该模型的主要缺点在于它本身的主要假设，即它只建模了可分的联合角功率谱（见参考文献［BöHW03］）。因此所有的发射特征向量都与接收特征向量耦合，在相同配置条件下，反之亦然。就 TX、RX 方向而言，也是这样的。

3. 对角相关信道

一些特殊的信道不能使用式（6.23），例如所谓的对角相关的信道，当天线的相关性（RX 和 TX）或者$\boldsymbol{R}_{\text{full}}$所选择的交叉或对角相关性（不是天线相关性的相关）的值是 0，并且其余的相关性都是单位幅度的时候就形成对角相关信道。例如在一个 2×2MIMO 的瑞利衰落信道，全相关的矩阵绝对值如

$$|\boldsymbol{R}_{\text{full},2\times 2}| = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{6.24}$$

其中$|\cdot|$指明了矩阵的元素单元的绝对值。

这种信道在参考文献［ÖzOe05］中提出，表现出了有趣的现象，例如达到最大化的信道遍历容量（大于独立同分布信道容量）。在参考文献［ÖzOe05］中的确提到，一个 $n \times n$ 的对角线信道的遍历能力计算如下：

$$\overline{C} = n\log_2(\text{e})\,\text{e}^{\frac{1}{\rho}}E_1\left(\frac{1}{\rho}\right) \tag{6.25}$$

式中，$E_1(z)$是对于 $n=1$ 时满足 $E_1(z) = \int_1^{\infty}\frac{\text{e}^{-tz}}{t}\text{d}t$ 的 E_n 函数。在式（6.25），容量的增大与天线的数目成精确的线性关系，而独立同分布的信道中容量则是渐进地以 n 增长。

6.5.2　基于耦合性的模型

1. 有限散射模型

有限散射（见参考文献［StMB01］、［Burr03］）模型的基本假设，是发射机和接收机是通过由于离散散射器导致的有限数量路径 n_S进行耦合的，因此信道矩阵可以写成

$$\boldsymbol{H}_{\text{finite}} = \boldsymbol{A}_{\text{RX}}(\tilde{\boldsymbol{\Omega}}_{\text{finite}} \odot \boldsymbol{H}_w)\boldsymbol{A}_{\text{TX}}^{\text{T}} \tag{6.26}$$

式中，⊙表示 Schur-Hadamard 乘法；矩阵 $\boldsymbol{A}_{\text{TX}}$（$n_T \times n_S$）和 $\boldsymbol{A}_{\text{RX}}$（$n_R \times n_S$）表示矩阵，其列向量是和每个散射对应的导向向量；$\tilde{\boldsymbol{\Omega}}_{\text{finite}}$是一个（$n_S \times n_S$）的耦合矩阵，其元素是独立的复路径增益。

注意，除了标量的缩放，导向向量在任意给定的固定场景下是确定的。他们通过无线电波的 DoD/DoA、几何数组以及元素模式来完全确定。但是，DoD/DoA 以及路径的数目在确定的场景下是可以任意选择的。还必须指出，这个模型在路径增益上是线性的，但是在 DoD 和 DoA 上不是。这个模型和单散射的假设是兼容的，而在那种情况下，$\boldsymbol{A}_{\text{TX}}$和 $\boldsymbol{A}_{\text{RX}}$可以重新排列从而使得 $\tilde{\boldsymbol{\Omega}}_{\text{finite}}$是对角矩阵。考虑式（6.26）应用到多散射情况，存在两种定义。该方法的原始版本是通过在耦合矩阵的行/列各自的多项来处理多散射。COST 273（见参考文献［Burr04a］，［Burr04b］）中使用的方法，通过考虑确定的 DoD 或者 DoA 的导向向量来处理多重散射。这种情况下，$\tilde{\boldsymbol{\Omega}}_{\text{finite}}$又是合乎 DoD/DoA 的排序需求的对角线矩阵。

类似式（6.20）定义了得到的 MIMO 信道相关矩阵，推导用于参考文献［Burr04a］，［Burr04b］中的有限散射模型，以及它与 Kronecker 假设的关系。这表明，当平均衰落超过了不同的衰落实现（即固定 DoD 和 DOA）时，有限散射体模型没有显示 Kronecker 结构。这实际上是 DoD 和 DoA 之间一一耦合的结果，这恰恰是与 Kronecker 分离假设相反的。这一结论即使在多重散射中也同样适用，正如参考文献［Burr03］中详细说明的，这确实可以通过有限散射模型进行说明。然而，除非在 DoD 和 DoA 耦合之间有一个非常大数目的散射，有限散射模型才能表现为不可分结构。

2. 虚拟信道的代表

在波束空间中，利用预定义的导向向量（见参考文献［Saye02］），使用虚拟信道表达式模拟 MIMO 信道，表达如下

$$\boldsymbol{H}_{\text{virt}} = \tilde{\boldsymbol{A}}_{\text{RX}}(\tilde{\boldsymbol{\Omega}}_{\text{virt}} \odot \boldsymbol{H}_w)\tilde{\boldsymbol{A}}_{\text{TX}}^{\text{T}} \tag{6.27}$$

使用单响应和导向矩阵 $\tilde{\boldsymbol{A}}_{\text{TX}}$（$n_T \times n_T$）和 $\tilde{\boldsymbol{A}}_{\text{RX}}$（$n_R \times n_R$），$n_R \times n_T$的矩阵 $\tilde{\boldsymbol{\Omega}}_{\text{virt}}$是功率耦合矩阵 $\boldsymbol{\Omega}_{\text{virt}}$的每个元素二次方根后得到的，此功率耦合矩阵的正实值元素 $w_{\text{virt},ij}$决定第 i 个虚拟发射角和第 j 虚拟接收角之间的平均耦合功率。通过与参考文献［Burr03］中的有限散射模型不同，矩阵 $\tilde{\boldsymbol{\Omega}}_{\text{virt}}$不是对角阵。

注意，虚拟通道的表达值与虚拟方向是线性相关的，并且它的性质只取决于耦合矩阵。在选择 $\tilde{\boldsymbol{A}}_{\text{TX}}$和 $\tilde{\boldsymbol{A}}_{\text{RX}}$时是有一定自由度的。尤其是当一个导向方向可以自由选择的时

候，其余的方向则都是正交的。尽管与有限散射模型有相似之处，但是虚拟信道的角分辨率以及其准确性还是要取决于虚拟信道中的许多因素。后者不能任意选择，因为它与实际的天线配置相关。

3. Weichselberger 模型

相较于以前的模型，Weichselberger 模型用在特征空间域上而不是波束域上。处理 MIMO 信道是最初的想法是要放宽 Kronecker 模式可分性的限制，并允许发射和接收特征域之间能任意耦合。

介绍接收和发送相关矩阵特征值分解

$$\boldsymbol{R}_{\mathrm{RX}}=\boldsymbol{U}_{\mathrm{RX}}\boldsymbol{\Lambda}_{\mathrm{RX}}\boldsymbol{U}_{\mathrm{RX}}^{\mathrm{H}},$$
$$\boldsymbol{R}_{\mathrm{TX}}=\boldsymbol{U}_{\mathrm{TX}}\boldsymbol{\Lambda}_{\mathrm{TX}}\boldsymbol{U}_{\mathrm{TX}}^{\mathrm{H}} \tag{6.28}$$

假设发送和接收之间的特征模式是互不相关的，Weichselberger（见参考文献［WHÖB03］，［Weic03］）提出了以下信道模型

$$\boldsymbol{H}_{\mathrm{weichsel}}=\boldsymbol{U}_{\mathrm{RX}}(\tilde{\boldsymbol{\Omega}}_{\mathrm{weichsel}}\odot\boldsymbol{H}_{w})\boldsymbol{U}_{\mathrm{TX}}^{\mathrm{T}} \tag{6.29}$$

式中 $\boldsymbol{H}_w$ 是一个 $n_{\mathrm{R}}\times n_{\mathrm{T}}$ 的独立同分布复高斯随机衰落矩阵，$\tilde{\boldsymbol{\Omega}}_{\mathrm{weichsel}}$（$n_{\mathrm{R}}\times n_{\mathrm{T}}$）是功率耦合矩阵 $\boldsymbol{\Omega}_{\mathrm{weichsel}}$ 元素平方根矩阵，其正实值 $\omega_{\mathrm{weichsel},ij}$ 决定了第 i 个发射本征与第 j 个接收本征之间的平均功率耦合。

Weichselberger 模型从根本上做了简化，它忽略了 MIMO 信道的空间结构，并且通过两端连接耦合矩阵的方法来描述 MIMO 信道。因此，发射机和接收机的相关特性是模拟联合的。此模型将 Kronecker 模型作为特殊情况（见参考文献［WHÖB03］，［Weic03］）。Weichselberger 模型参数是接收和发送相关矩阵和耦合矩阵的本征域值。参考文献［BuHe03］概述中提及在特征向量和多径方向上有内在的联系。

注意这种模型也可以视为是基于相关性的。

4. 用于锁孔信道的 Gesbert 模型

所有服从复高斯衰落统计的模型，比如上面提到那些，都不能再现锁孔现象，即使天线平均有很低的相关性，它们的信道矩阵都不是满秩的。这在参考文献［Sibi01］，［CLWV03］，［GeBP02］中进行了理论推导，并且在参考文献［AlTM03b］中进行了实验论证。

锁孔信道能够通过用一个不是满秩的矩阵代替独立同分布的复高斯衰落矩阵来模拟实现，

$$\boldsymbol{H}_{\mathrm{keyhole}}=\boldsymbol{H}_{w,\mathrm{RX}}\tilde{\boldsymbol{\Omega}}_{\mathrm{keyhole}}^{1/2}\boldsymbol{H}_{w,\mathrm{TX}} \tag{6.30}$$

式中，$\tilde{\boldsymbol{\Omega}}_{\mathrm{keyhole}}$ 表示散射相关矩阵，即 TX 附近的散射体到 RX 附近的散射体的传播，且其他两个矩阵式独立同分布的随机矩阵。

这就有两个重要结论：振幅统计不再是复高斯的，所以第二特征就不够充分了；在不影响连接两端边缘的相关矩阵下，瞬时信道矩阵的秩受到散射相关矩阵秩的限制。利用 MIMO 信道分布系数的验证法已经用到真正的锁孔信道（见参考文献［AlTM03b］）第一次测量中，结果显示锁孔信道是双瑞利分布，正如式（6.30）所推。

6.5.3　相关矩阵的比较

6.7 节描述了一个模型的性能（这里描述为可以通过计算表示为 Φ 的度量来估计的仿真，等于测量的容量 CCDF 和归一化到测量信道容量的仿真信道的容量 CCDF 间的根均方差别）。根据在参考文献［McBF02a］的结果，表 6.5 显示，模型采用复相关性参数比那些基于对功率相关性的效果要更好。

当 MIMO 系统大于 2×2 时，参考文献［McBF02a］的结果对 Kronecker 假设是否还有用提出了质疑。

表 6.5　在不同天线场景下，当采用 a）复相关和 b）功率相关时，测量和仿真的 CCDF，Φ 间的百分比 RMS 差异统计

a）复相关

TX/RX 阵列相关方向	模型	Φ 的平均值	Φ 的方差
平行	Kronecker	2.76	4.36
平行	R_H	3.27	4.51
垂直	Kronecker	5.53	7.91
垂直	R_H	2.91	2.77
随机	Kronecker	3.43	2.27
随机	R_H	3.59	5.78

b）功率相关

TX/RX 阵列相关方向	模型	Φ 的平均值	Φ 的方差
平行	Kronecker	16.0	31.5
平行	R_H	16.5	36.4
垂直	Kronecker	16.6	38.6
垂直	R_H	17.7	40.9
随机	Kronecker	11.1	33.9
随机	R_H	14.0	40.9

6.5.4　瑞利信道模型的性能比较

任何模型都要通过实验来最终验证，上述的一些模型，即 Kronecker 模型、Weichselberger 模型和虚拟信道表现模型，分别用 2×2、4×4 和 8×8 的 MIMO 系统进行测量并且比较结果。这些调查是基于广泛的 5.2GHz 测量活动的，这个活动是在奥地利的维也纳工业大学的通信技术和高频研究所（见参考文献［OzHH04］）的办公室里进行的。对于所考虑的每一个阵列，天线间距始终固定在 0.5λ（发射阵列）和 0.4λ（接收阵列）的波长。

对于所有场景，必须首先从各自的测量中提取模型参数。假定被检测的信道模型能够用其二阶矩充分的描述，则所用的那些用于评估这些模型的测量标准也必须满足这些参数要求。尤其是只有当相应的MIMO矩阵遵循多元零均值复高斯分布时，这些场景才被认为是对这些模型进行验证。其余的只有经验莱斯衰落场景不包括在内。

从提取的参数可知，这3种模型的信道矩阵都是由蒙特卡洛仿真合成的。用此仿真拟合的信道可计算出在6.7节中介绍的各种工作指标［互信息、联合角功率谱、多样性测量（见参考文献［IvNo03］）］，然后将这些指标与测量后直接提取的矩阵比较（见参考文献［ÖzBo04］）。

Kronecker模型参数，即单边接收（$\boldsymbol{R}_{\mathrm{RX}}$）和发射（$\boldsymbol{R}_{\mathrm{TX}}$）矩阵，由下式估算，

$$\hat{\boldsymbol{R}}_{\mathrm{RX}}=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\boldsymbol{H}(i)\boldsymbol{H}(i)^{\mathrm{H}}$$

$$\hat{\boldsymbol{R}}_{\mathrm{TX}}=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}[\boldsymbol{H}(i)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}(i)]^{\mathrm{T}}=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\boldsymbol{H}(i)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{H}(i)^{*} \tag{6.31}$$

式中，N是信道的实现的数目；$\boldsymbol{H}(i)$ 是信道的第i个实现。

值得注意的是，由于噪声的存在，在原则上这些估计都是有误差的（见参考文献［Czin04］），但是，由于测量信噪比范围在30~40dB，这种偏差可以忽略不计。

从前面说的单导向/响应矩阵 $\tilde{\boldsymbol{A}}_{\mathrm{TX}}$和 $\tilde{\boldsymbol{A}}_{\mathrm{RX}}$，估算的虚拟信道代表耦合矩阵 $\tilde{\boldsymbol{\Omega}}_{\mathrm{virt}}$能由下式计算

$$\tilde{\boldsymbol{\Omega}}_{\mathrm{virt}}=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}(\tilde{\boldsymbol{A}}_{\mathrm{RX}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}(i)\tilde{\boldsymbol{A}}_{\mathrm{TX}}^{*})\odot(\tilde{\boldsymbol{A}}_{\mathrm{RX}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{H}^{*}(i)\tilde{\boldsymbol{A}}_{\mathrm{TX}}) \tag{6.32}$$

由于单导向/响应矩阵不是唯一的，所以耦合矩阵也不是唯一的。如前所述，在选择虚拟发射/接收角的方向上是自由的，明显选择天线阵列宽边方向。

类似地，应用估计相关矩阵特征值分解，Weichselberger模型的估计功率耦合矩阵可以如下得到，

$$\hat{\boldsymbol{\Omega}}_{\mathrm{weichsel}}=\frac{1}{N}\sum(\hat{\boldsymbol{U}}_{\mathrm{RX}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}(i)\hat{\boldsymbol{U}}_{\mathrm{TX}}^{*})\odot(\hat{\boldsymbol{U}}_{\mathrm{RX}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{H}^{*}(i)\hat{\boldsymbol{U}}_{\mathrm{TX}}) \tag{6.33}$$

使用测量得到的模型参数，就能通过引入独立同分布高斯联合方差的随机衰落矩阵$\boldsymbol{H}_w$的不同的衰落实现来拟合信道矩阵实现。对于不同的MIMO系统，实现数目的选择与各自测量的实现数目一致。

1. DoD-DoA联合谱

对于直接评价标准，联合DoD-DoA角功率谱可以使用Capon的波束成形方式计算出来，这个在6.7.4节中有描述。单边谱（DoD和DoA）可以由一维Capon波束成形法（见参考文献［ÖzBo04］）计算出来。

图6.21显示了8×8的Capon谱评估的一个示例场景。由于接收阵列被限制在120°的视野范围内，DoA谱只能绘制−60°~60°的范围。

在测量的信道中，具体的DoD明确的与具体的DoA相关联，所以联合APS不能拆分成DoD APS和DoA APS。但是Kronecker因式分解模拟的联合角谱是可分的，所以，

在 DoD 和 DoA 谱峰的地方认为引入一条路径（见参考文献［BOHW03］）。两个边谱的秩为 1 的结果就是 APS。

与此不同的是，Weichselberger 模型对于这个假设过于严格了，而且不能完整正确地呈现多结构化。

虚拟信道描述理论上能够处理 DoD-DoA 的任意耦合，联合 APS 却表明事实并非如此。因为其导向方向是预定义且是固定的，所以在两个正确的固定的导向方向之间，虚拟信道描述不能再现任何测量的多径分量。相反，它假定了在两个相邻的方向的两个独立衰落多径分量。在最坏的情况下，在两个固定的 DoD 和 DoA 之间的多径分量由 4 个等功率独立衰落多径分量来模拟。

如图 6.21 这样光谱相同，即使是 4×4 和 2×2 矩阵，也已进行了分析。所有这 3 种模型都具有相同类型的缺陷，但由于空间分辨率的减少，这些都不是很明显。

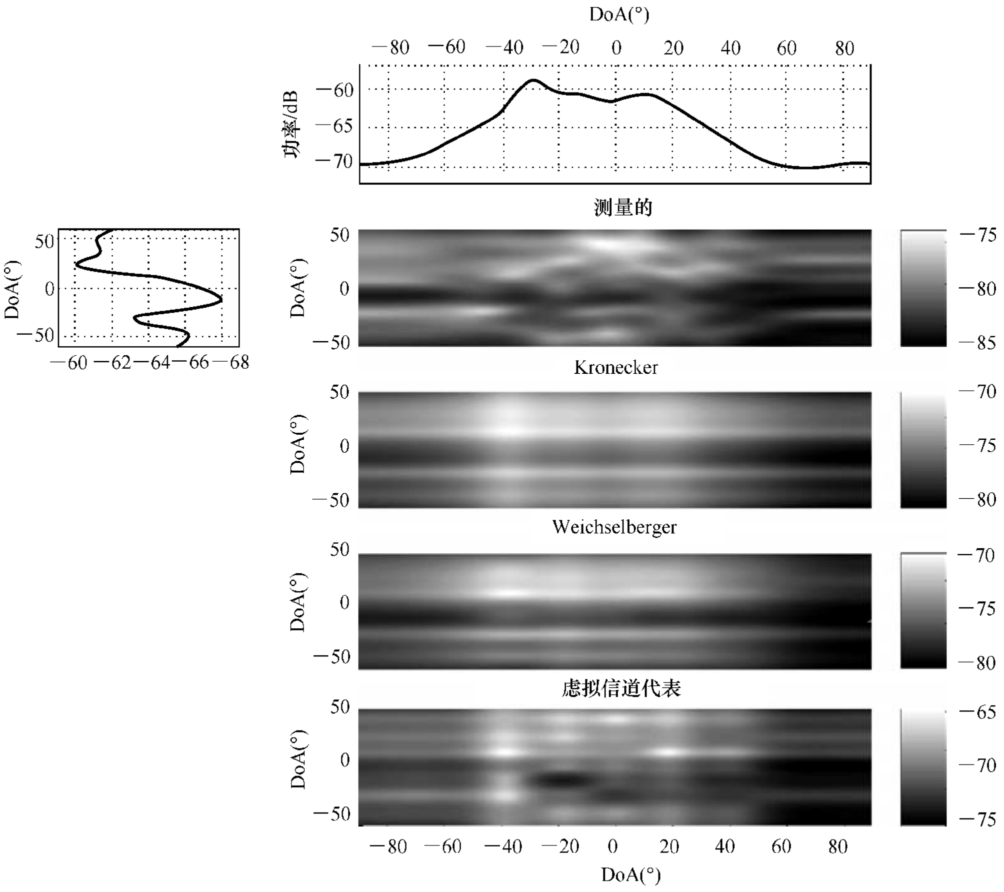


图 6.21 用于 8×8MIMO 的用 dB 表示的联合 DoD-DoA Capon 频谱［上面的右边（左边）点描述了边缘 DoD（DoA）频谱］

注：在右手边，从头到尾分别是测量信道的联合 DoD-DoA 频谱，Weichselberger 模型和虚拟信道。

对于 Kronecker 模型的情况，减少天线数量能够改进其性能。减少了空间分辨率，那么所测室内 MIMO 信道的 Kronecker 耦合就更可行了。

Weichselberger 模型也是如此，减少天线的数量能够更加符合现实。对于 4 ×4 系统，它抓住了信道的空间特性，是 3 种模型中最好的。

另一方面，由于采用了减少了导向/响应方向来描述基本广播信道，从而导致虚拟信道模型的不匹配增加。事实上，对于 2 ×2 来说它是完全失败的。

2. 遍历互信息

对于遍历互信息，标准的做法是，对于每种场景，信道矩阵元素的平均功率都被设置为一致的（见参考文献［HÖHB02］）。每种场景的接收端的平均信噪比都固定在 20dB。

散点如图 6.22 表现的是使用拟合信道得到的平均互信息和直接从 8 ×8MIMO 信道测量值估算出来的平均互信息值。对于每一个模型，一个特定的标记对应于所分析的情况之一。破折线对应于身份关系，而虚线表示不同程度的相对误差。作为对比，独立同分布瑞利衰落信道，在 20dB 接收信噪比的情况下是 44.0bit/s/Hz，在图上用一个黑色圆点表示。绿色钻石标注的是全协方差矩阵模型的结果，用来检查信道是否能由二阶矩充分的描述。

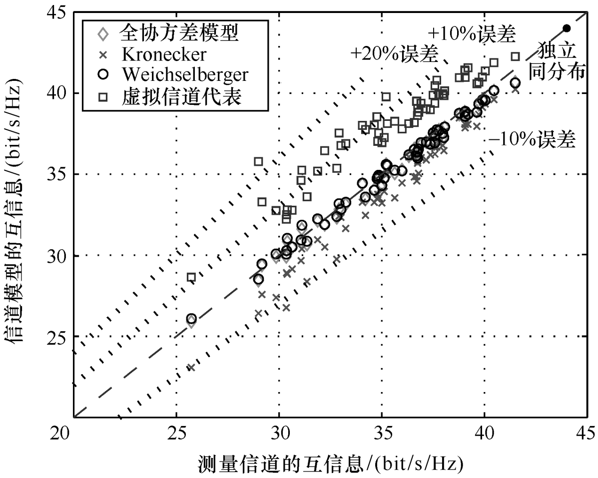


图 6.22　拟合的平均相互信息和测量的 8 ×8MIMO 信道平均相互信息在 20dB 接收 SNR 下的比较

由图可知，Kronecker 模型（十字表示的）值低于真正的互信息值。随着互信息的减少，错配量增多，甚至会超过 10%。更多的细节分析表示低互信息的场景与高信道相关性关联。因此 Kronecker 模型引入了天线相关性计算而没有使用高相关性的信道。

虚拟信道代表（方块表示）明显比所测互信息要高。因为其导向方向是预定义的且固定的，所以在两个正确的固定的导向方向之间，虚拟信道代表不能再现任何测量的多径分量。相反，它假定了在两个相邻的方向的两个独立衰落多径分量。因此它往往模

拟的 MIMO 信道的多径分量比基本信道实际有的还要多，从而降低信道的相关性并且以此提高互信息。

Weichselberger 模型（圆圈表示）的结果最接近测试的结果，它落在很小的误差范围里。

在分析 8×8 情况的同时，4×4 和 2×2MIMO 信道也被研究了。Kronecker 模型的相对模型误差随着天线数目的减少而减小到低于 10%。虽然 2×2 信道存在 Kronecker 模型高估互信息特殊现象，但是存在明显的低估互信息的趋向。

虚拟信道代表的相关信道误差并没有随着天线数量的变化而有较大的变化。此模型高估了所测量信道的系统的互信息高于 20%。

Weichselberger 模型的性能没有很大改变。它仍然是反映所测信道复用效益最好的模型。

在这一点上，值得一提的是 Kronecker 模型的互信息已经被许多出版物调查研究，例如［McBF02a］和［YBOM01］，对于 2×2 和 3×3 系统此模型性能是令人满意的。这与 COST 273 的结论一致。然而，如上所述，当增加天线的数量来提高角分辨率时，Kronecker 模型的不足会更加明显。

3. 多样性秩序

图 6.23 是多样性测量（见参考文献［IvNo03］）的散点图，是拟合信道与直接从 8×8MIMO 信道每种场景测量结果直接估算出来的多样性图。

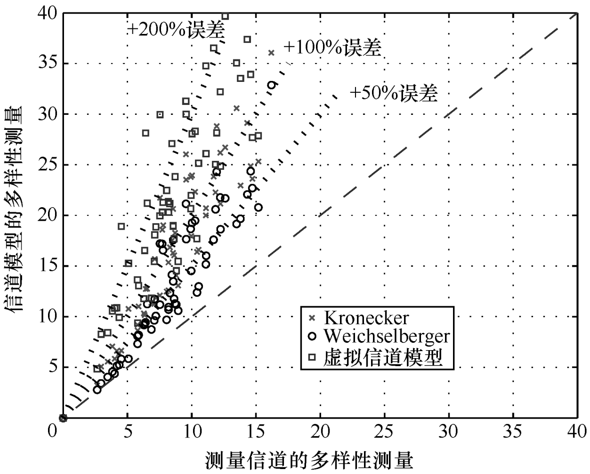


图 6.23　拟合的和测量 8×8MIMO 信道的多样性测量

拟合信道既不能与相应所测信道的多样性测量匹配也没有高估，虽然 Weichselberger 模型明显优于 Kronecker 模型和虚拟信道代表，但是它的相对误差却超过 100%。性能最差的虚拟信道代表由于三个因素而高估了多样性测量。

比较 4×4 和 2×2MIMO 信道结果可知与 8×8 信道有相似的行为，但是随着 3 种模型天线数目的减少相对误差也相应减少。Weichselberger 依旧是性能最好的。对于 2×2

信道，它显示了近乎完美的匹配，以很小的差异得到高的多样性值。而且在这种情况下，Kronecker 模型的匹配能够容忍 10% 的相对误差。相反，即使 2 ×2 信道，虚拟信道代表也系统地充分地高估了多样性测量值，它的这种不良性能是由其固定的预定义的导向方向造成的。

虽然多样性与互信息之间没有直接的关系，但是多样性秩序的高估在互信息的累积分布函数（CDF）图上也能够看出来。MIMO 信道的多样性影响虚拟并行信道同路的可靠性（多样性电平），这反映在容量或互信息 CDF 曲线的斜率上。仿真结果表明，Kronecker、Weichselberger 和虚拟信道描述的 CDF 曲线的斜率都比所测信道的斜率要陡。

6.5.5　分析 MIMO 信道模型的实际应用

从建议的确认流程，我们得出以下结论。由于简化了 MIMO 的信道空间结构，Kronecker模型强制联合 DoD-DoA 频谱可分，这造成了考虑的性能度量的误差。因此，在一般的 DoD 和 DoA 以及低间距天线的交互作用的室内空间内，Kronecker 模型不能用来对容量（交互信息）、波束成形和多样性目标进行仿真。除非是 2 ×2 的 MIMO 系统，它的错误是可以忽略的，因为简化的空间分辨率决定了这个系统。在 2 ×2 的例子中，所有的 3 种方法和实验方法都有一个很好的相似度。作为一个极大的优势，Kronecker 模型允许在两个连接端单独的优化。例如，当设计一个时空代码，接收和传播可以分开进行。这个对于全协方差矩阵来说是不可以的。

Weichselberger 模型预测了所有 3 种模型的平均交互信息和最好的测量差异，尽管在某些例子上还存在不足。对于平均交互信息，它和测量方法几乎有一个很好的匹配。关于 DoA 频谱连接不是那么灵活。尽管是它比 Kronecker 模型有更好的表现，但是它也不能没有任何差错地表现一个任意的多径结构。

对于固定和预先确定了导向方向的虚拟信道代表不能用于 MIMO 波束成形的估计，除非限制庞大的天线数量。如果天线的数量增加，空间分辨率必须也相应地增加以对任意的 DoD 和 DoA 进行仿真。再一次出现了确定的导向方向对于交互信息和测量多样性的估值过高的问题。

一般来说，对于评估容量，Weichselberger 模型完成的还是比较好的。Kronecker 模型只在诸如 2 ×2，也许 3 ×3 或者高天线间距的序列下，作为有着限制空间分辨率的 MIMO 系统的一个备用模型。

关于波束成形的评估，没有一个现成的模型可以精确地重现一个任意的不取决于阵列大小的多径结构。Weichselberger 模型只能处理不超过 4 ×4 阵列的系统，Kronecker 模型就只能被限制在 2 ×2 阵列之下。另一方面，假如有更高的角分辨率，对于数量庞大的天线的虚拟信道其性能也有所改进，但是显然 8 ×8 序列还是不够大。因此，对于限制天线数量的从 4 个到至少 8 个序列的波束成形目的，有限散射模型是首选。

关于 MIMO 矩阵的分集顺序的建模，Weichselberger 模型也是可用的。

注意本章节讨论的是重建实际 MIMO 信道，例如测量的信道、合适的建模方法。本方法尽管不是唯一的，但是却是 MIMO 的一个单一的方面，包含了合适的参数（多少可以自由的指定）的模型可能表现得更好。例如，通过选择恰当的耦合矩阵，虚拟信道

允许以任意的复用顺序建立信道模型。类似地，对于 Weichselberger 模型的适当的选择可以对耦合矩阵设置任意的复用和分集顺序。

6.6　多天线无线电测量和结果

6.6.1　引言

多天线通信技术（特别是 MIMO）是 B3G 无线通信技术的一个关键技术，它可以提供高频谱效率，可以为未来建立高数据通信网的发展提供基础依据。目前的研究焦点在于应用 MIMO 概念于未来的标准，寻求一种开销和性能复杂度之间的平衡。这里，用了两种截然不同的方法来理解信道和天线面的复杂交互。一种是通过全面的无线信道特征如参数 DoD、DoA、到达时间的不同（TDoA）和多普勒频移。这些被称为双向 MIMO（或者单方向 SIMO）测量方法，它需要精确的天线刻度和参数算法。第二种方法是在不考虑区分空间参数情况下记录“所有包含”的天线和信道反应。然而，这种更简单的方法，会被检查所提供信道容量和信道自相关效应的基础所限制。

本节由介绍一个简单方向测量方法开始，作为由物理和虚拟序列的双向信道测量方法的一个开始。6.6.2 节描述了依据包含全部天线和信道反馈的测量方法并给出了比如提供的在一个真实物理信道、信道交互和在无线部署中特征值频谱的动态等结果。

6.6.2　定向多天线测量

1. 单向测量活动和结果

通过比利斯托尔大学 Telia Research AB 和 Allon System AB 的合作，在比利斯托尔已经进行过一次完善的单向测量活动。目的是为了建立以空间和时间参数来表示的 UTRA-FDD 上下行链路带宽间的相关性（见参考文献［FBKE02a］，［FBKE02b］）。在频分复用（FDD）系统的上下行链路载波间的频率偏差引起了信道响应的频率依赖性，并造成了在下行链路波束成形上的潜在问题，这是由于天线重量是基于从上行链路提取出来的空间参数得到的。这种双带信道寻呼行为在围绕着城市居民和郊区住宅区域的 1.92GHz 和 2.10GHz 的 UTRA-FDD 频带上执行。Medav RUSK BRI 向量信道寻呼用于这些测量中，修正硬件在 1.9GHz 和 2.1GHz 上同时传输一个 20MHz 的探测信号。移动传输单元包含了一个全方位同轴偶极天线，装备了一个双极的八阵子天线阵列的 BS 接收机。在后期处理中，可以观察到被 200MHz（2GHz 中带宽空间的 10%）分离的信道空间在时间和空间域上都有不同的响应。在有着非常强的交互性和不同的方位延展的瞬间信道响应中的区别更加的显著。由于增加了多路散射，在城市中相关的角度会比郊区有所增加。

但是从利用这些数据的后续的分析可以看出，尽管信道的衰落是独立的，但是由 200MHz 分开的不同的信道之间的 DoA 平均时间是一样的（见参考文献［FoBe02］）。同样的，在 FDD 系统中，对于基于上行链路的下行链路波束成形的分析也是令人满意的。这个方法证明了传统的傅里叶方法对于 DoA 的估计是没有增加额外的计算复杂度

的。实际上，由于存在栅瓣，从最大序列输出观点可以看出，傅里叶方法也有更好的表现。关于栅瓣对使用 ESPRIT 运算法则用于功率方位频谱的估算的影响在图 6.24 中给出。下行链路 ESPRIT 的栅瓣的估计已经造成约 -60°方位扩展的误差。

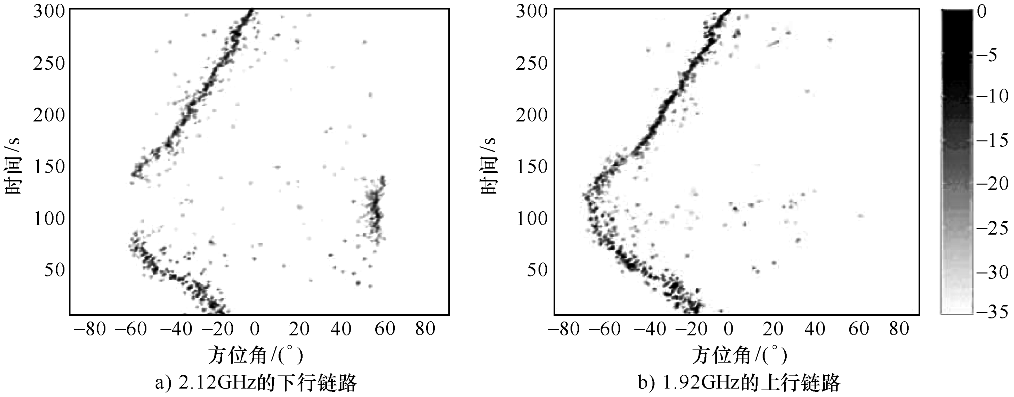


图 6.24 上行和下行链路的使用 ESPRIT 的 PAS 估计

参考文献［SaFH02］中给出了用于 UTRA-FDD 频带中操作的宽带、多信道寻呼的设计和执行。利用 8 信道 RF 接收机结合一个 8 信号控制单元和一个 8 数据采集卡，这个多信道寻呼可以同时对 8 个天线实时地对无线通信信道进行取样。这个寻呼潜在的能力包括了对于双定向测量、MIMO 测量（利用传输转换）和到达角测量。参考文献［SaFH02］包含了证明寻呼性能的 SIMO 初步结果。在户外环境的扇形天线的测量显示了超过 6 个天线的空间多径结构，每个天线覆盖 60°方位角。

在参考文献［MaCo01］中记录了一个用于城市微蜂窝环境下的方向信道（特别是在高楼间街道）及其测量结果的变化。本信道模型是基于几何学假设的，考虑了来自于组成群组的散射体的单镜面反射。通过引入有效街区宽度的概念来说明在时间域和角域上有更大的扩展。参考文献［MPKZ01］对比了模型仿真结果和实际测量结果，实现了模型参数设置的最优化；达到了有效的街区宽度比率（有效的宽度考虑多镜面反射，被实际宽度标准化）。FDD 在上行链路和下行链路的相关性上也同样做了分析；当考虑更高的分辨率的时候，会观测到更高的相关性。相关结果表明，适当的天线对于下行链路的波束成形的执行也是可用的。链路［MPKZ02］记录了一个对于应用在 3G 上的一个全面的宽频的定向信道模型（Wideband Directional Channel Model，WDCM），它也可以利用参考文献［MPKZ01］的相同测量数据来确认。WDCM 是基于 COST 259 活动的结果得出的，且可以用 UMTS 宏一、微蜂窝和微微蜂窝中操作以及用户的移动模型。评估了一般的街道 LoS 和普通的劣质的城市无线通信环境，仿真结果和测量结果非常一致。

分析了在 2GHz 带宽上的微蜂窝和小宏单元载波测量，来分类在城市环境（见参考文献［VuSV02］）中的主要的传播机理。利用球形天线阵列和宽波无线信道寻呼可以对入射波的方位角和仰角进行测量。3 种传播机理为：沿着高楼间街道走向传播；越过屋顶直接以垂直面传播和其他的机理。分类是基于在街道传播中不变的传播高度边界和

越过屋顶传播的有着一个小边缘的发射机方位角方向的追踪。结果显示在微蜂窝情况下，沿着街道传播在所有的时间内都是主要的情况，在小宏单元情况下，大多数的功率都来自于第三种不确定的分类。这种分类可以被描述为经过少量异物或者位于或越过屋顶的物体的传播。这些物体都是作为次级衍射或者散射源而存在。沿着街道的传播是很重要的，但是没有检测到明显且连续的直接越过屋顶的传播。因此，拥有侧面和垂直面传播方位的简化传播模型只可以解释在小宏单元中一半的接收功率。图 6.25 给出了在赫尔辛基中两种测量位置下，不同的机理接收功率的衰弱。

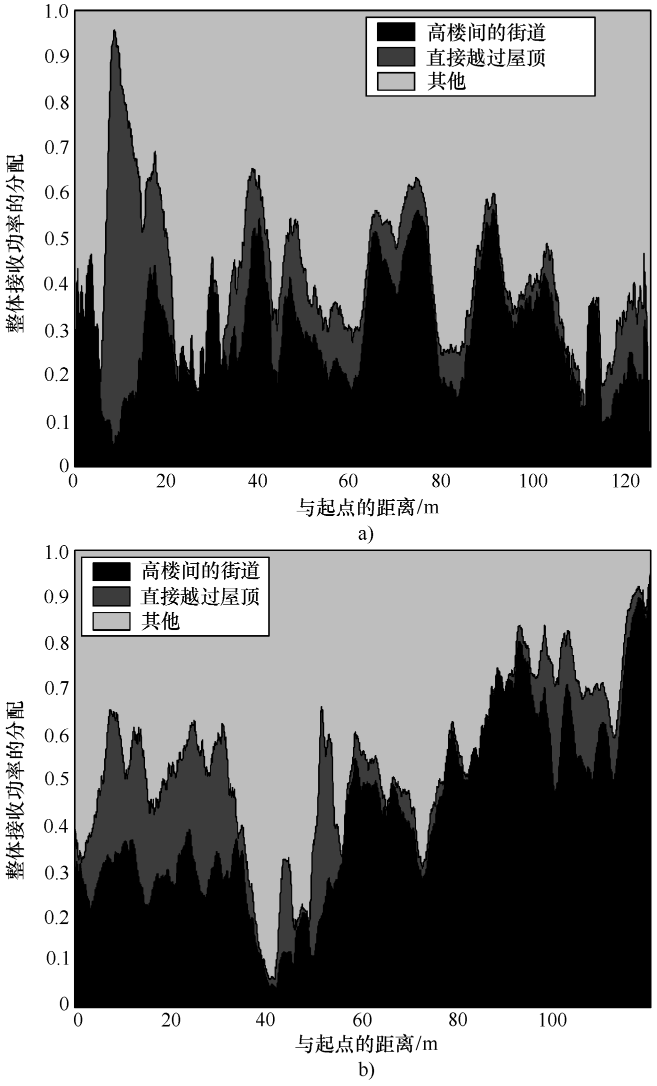


图 6.25　不同小宏蜂窝环境下的传播模型（见参考文献［VuSV02］）（© 2002 IEEE 已授权）

关于单向信道的理论和基于测量的分析同样在比利时的 Leuveu 的天主教大学中得到应用。在参考文献［VeLC04］中，作者提出了一个适合现有的 SAGE 运算法则的。能够检测出大天线序列的宽带环境下的不同路径的方法。宽带时域 SAGE（BTD-SAGE）算法在此文中做了解释。

卡塞尔大学进行了室内信道测量，使用 1.8GHz 的载频以及 600MHz 的带宽。使用该室内信道测量，提取出了时延、方位角和重要路径的复杂幅度。其显示的结果和由传播射线跟踪工具 EPICS 给出的参数相匹配。在后面的文章［LVTC04］，［VeLC05］中讨论了天线辐射场型对 SAGE 参数提取精度的影响。双极天线辐射场型纳入了导向向量，也考虑了在天线阵中每一个天线的位置。一个更“智能的”天线阵列被设计为在立方结构中的 6 个单极天线。在仿真（用 EPICS）和测量数据集中，对时延（或者距离），重要路径的方位角、仰角和复振幅的评估都显示出了高度的一致性。图 6.26 中，SAGE 提取用星状表示，而射线跟踪用圆表示。

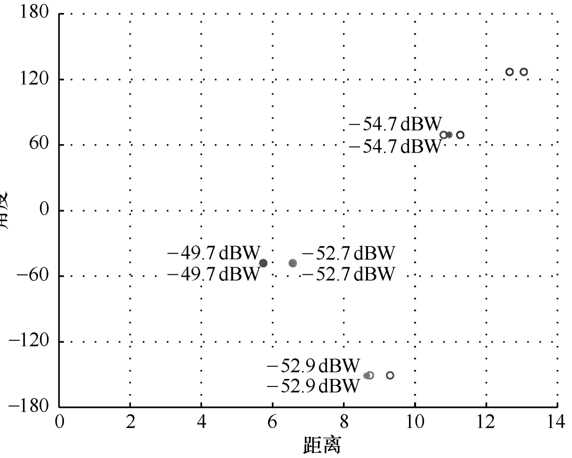


图 6.26　方位角和距离（光速 × 时延）的估计（见参考文献［VeLC04］）

2. 使用物理阵列的双向测量

无线信道的双向表示目前被认为是一种理解 MIMO 信道传播的重要方式。为了精确估计与描述双向信道相关的参数 DoD、DoA 和 TDoA，需要使用超分辨率参数获取技术，比如 SAGE 技术。因此，通过双向 MIMO 测量对这些技术的开发和验证已经成为 COST 273 关键的一步行动。该领域的一些领先专家对 COST 273 论坛做出了大量的贡献，下面几段将详细叙述。

丹麦的奥尔堡大学的 Fleury 等人对 SAGE 算法做出了广泛的分析和改进。参考文献［StJF02］提出和验证了带有双向测量（见参考文献［FYRJ02］）的 ISIS 算法。参考文献［StJF02］提出了 ISIS（Initialisation and Search Improved SAGE）算法，并使用参考文献［FYRJ02］中的双向测量方法对其进行了验证；多个测试案例和品质因数［StJF02］说明了适当的优化技术能够明显改善 SAGE 算法的性能。ISIS 算法比传统的 SAGE 算法能够以更高的收敛速度来估计出更多重要的路径。该算法能够使用简单、低成本的天线

阵列有效地提供精确的信道参数估计。相对方均估计误差（Relative Squared Estimation Error，RSEE）被用来评估信道估计算法的性能。使用 ISIS 算法估计小数目的路径时误差是非常小的。若考虑到发射和接收的极化情况，还可以将信号模型进一步延伸。

在非视距微微蜂窝环境中、2.45GHz 频率处使用 Electrobit PropSound 信道探测器执行双向测量对 ISIS 算法进行验证（见参考文献［FYRJ02］）。估计的参数有 DoA、DoD 以及 TDoA。假设在一次和两次弹跳散射情况下，提出一种简单的射线追踪方法对估计波形的传播路径进行重建。结果表明，通过使用上述的技术，能够使得大多数的估计波形与环境相关。更具体地说，与传播路径的交互作用点（也就是边缘）重合的一些重要目标，能够在环境中被识别出来。当估计波形与传播路径上的物体或建筑物交互作用两次以上时，也更有可能被识别出来。调查显示，通过获取这些参数，可以获得对主要传播机制的深入了解。

最近的研究表明，结合了切换式的多单元收发天线探测技术的 ISI-SAGE 算法使得估计多普勒频移成为可能：多个收发单元对之间以高达多普勒速率（转换速率）一半的绝对值进行转换，而不是通常所认为的任何固定收发单元对之间的转换速率（循环速率）。奥尔堡大学的一篇研究论文进一步研究了这些发现和报告，当多普勒频移估计范围从负值扩大到正的转换速率的一半时，所谓的使用一维和二维均匀阵列的带模的转换模式（Switching Mode，SM）会导致多普勒频移和传播方向估计的模糊性。转换阵列的转换模式是阵列单元的转换规则。另外，理论和实验研究结果表明，模糊性问题可以通过使用参考文献［PPPB04］中具体的转换模式来避免。这些具体模式另外一个最近的贡献是，推导出一种决定性的最大似然估计法来计算经过微小分布式散射体（Slightly Distributed Scatterer，SDS）（见参考文献［YiFl04］）反射的信号 DoA 标称值。此估计法基于广义阵列流形（Generalised-Array-Manifold，GAM）模型，利用该模型可以估计经过微小分布式散射体反射的信号。同样提出了依赖 SAGE 算法的最大似然估计方法（GAM-SAGE）。在单个微小分布式散射体环境下的蒙特卡洛仿真结果表明，在高信噪比、单个微小分布式散射体的方位角度扩展小于 8°的情况下，GAM-SAGE 方法的方均根误差值为 6dB，小于镜面散射体（Specular-Scatterer，SS）情况下的最大似然估计方法。用 GAM-SAGE 方法估计得到的多个微小分布式散射体下 DoA 标称值比 SS-SAGE 方法更为精确。图 6.27 显示了上述不同估计方法的 AoA 标称值的方均根估计误差（Mean Square Estimation Error，MSEE）对于 SDS（γ_0）的信噪比的曲线。

布里斯托大学使用一个 Medav RUSK 信道探测器在室内环境下进行了延伸的双向 MIMO 测量。使用的天线阵列包括 8 元素均匀线性阵列（Uniform Linear Array，ULA）和 8/16 元素均匀圆形贴片阵列（Uniform Circular Patch Array，UCPA），如图 6.28 所示。完整的 5.2GHz 测量方法的描述在参考文献［TFBN04］中。在对基于最大似然估计的超分辨率参数获取算法（主要是 SAGE 算法）分析中将使用这些信道数据。参考文献［TaBN04］中提出了这些不同版本的算法综述，从而实现明显地节省时间、减少内存使用以及处理计算资源所耗功率的目标。文章指出单元空间和波束空间中的信号处理的区别，并且针对均匀圆形阵列提出混合空间（HS-SAGE）中的方法。利用仿真以及测量数据，在保持估计精度的条件下，得到了在节省计算方面可能的增益。

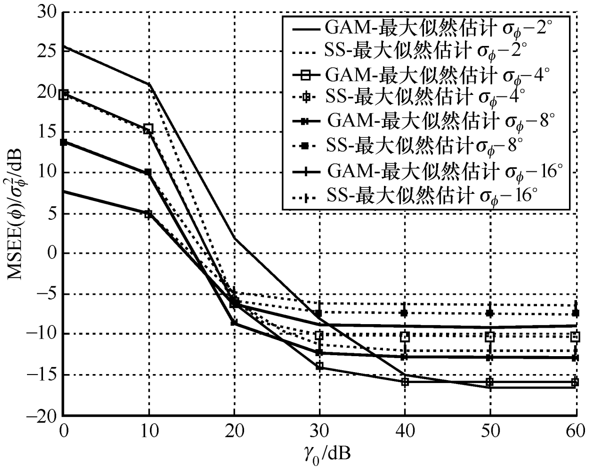


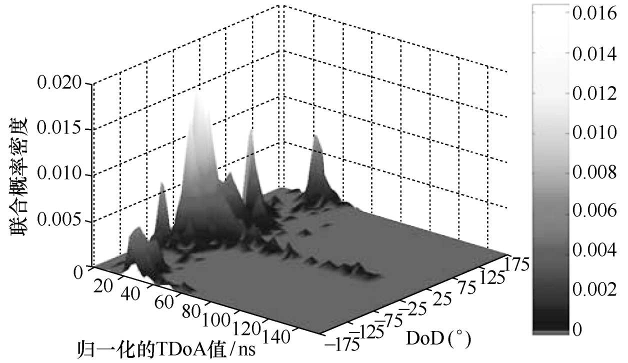
图 6.27　微小分布式散射体处信噪比（方位角度扩展的函数）- AoA 标称值的最小方均根误差（见参考文献［YiFl04］）

a) 8 元素一维均匀阵列　　b) 8 元素的均匀圆形贴片阵列　　c) 16 元素均匀圆形贴片阵列

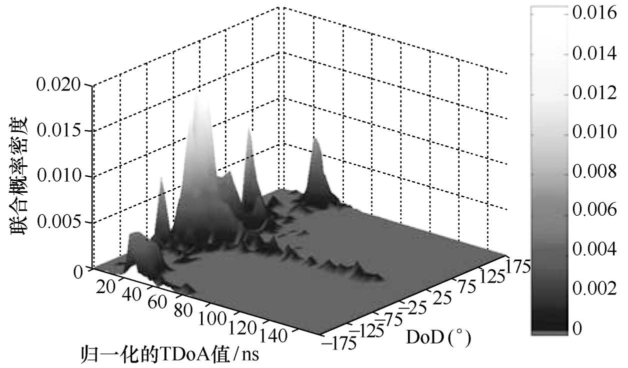
图 6.28　室内双向测量所使用的天线阵列（见参考文献［TFBN04］）

如 COST 273/284 联合工作组（见参考文献［TPBN04］）中的一篇论文详细描述了使用 16×16 均匀圆形贴片阵列的室内测量，如图 6.28c 所示，并且把获取的参数结果以 DoA、DoD 和 TDoA 形式呈现。经典的 SAGE 和混合空间的 SAGE 方法都得到使用。在 TDoA 和 DoD 的联合估计中对这两种算法的性能进行了比较，如图 6.29 所示。比较结果表明 DoA 和 DoD 的分布相互依赖，以至于大部分的多径分量分布在两个终端面对面的方向处。该过程在视距和非视距传播条件下进行。另外，多径分量的整体分布呈现拉普拉斯特征，其中峰值位于两个终端面对面的区域。

爱丁堡大学分析了以上的双向信道数据，并且研究了带有串行干扰消除（Serial Interference Cancellation，SIC）的频域 SAGE（FD-SAGE）算法（见参考文献［CLTM02］）。串行干扰消除法的提出是为了在标准的 SAGE 方法中取代并行干扰消除法。针对测量到的室内数据，进行多径分量、TDoA、AoA 和复振幅数目的联合估计。利用综合数据和根据 Unitrary ESPRIT 得到的结果进行性能的估计和比较。较多数目的多径分量通过频域 SAGE 算法检测得到，这是由于相关路径的出现降低了 2 维 Unitrary ESPRIT 的性能或者是由于频域 SAGE 算法的泄漏。对通过加窗以解决信道检测器的有



a)



b)

图 6.29　使用传统的和混合空间 SAGE 算法对 TDoA 和 DoD 的联合概率密度分布函数估计（见参考文献［TPBN04］）

限带宽问题进行讨论后，结果表明该方法能够相应减少频域 SAGE 算法的泄漏。

爱丁堡大学同样开发了一种动态宽带时空信道模型，目的是为了克服静态信道模型的主要限制，而此静态信道模型并不代表多径中的动态变量。该模型包含马尔科夫链的出现和消失过程，从而对室内环境下的多径演变进行追踪（见参考文献［ChLM03］）。对参考文献［TFBN04］中所提供的传播数据分析结果表明，其在任何瞬时时刻多个出现和消失都是可能的。并且，出现和消失的数目具有相关性，它们的联合概率密度分布函数在图 6.30 中画出，其中低数量的出现/消失发生的概率较高。文章提出一种 M 阶、4 种状态的马尔可夫链模型以解释观察到的这两种情况。路径的时空变量同样可以表示成服从高斯分布的概率密度函数模型的时空矢量。另外，同样对从测量数据中获取信道参数的方法进行了讨论。

利用 Medav RUSK 信道探测器以及得益于超分辨率参数获取算法的发展，伊尔梅瑙工业大学进行了延伸的双向 MIMO 测量。在参考文献［Rich05］中，作者描述了 SAGE 算法的在链路两端使用双极化天线阵列收集的测量数据方面的应用。文章描述了依赖极化的双向时变复转置矩阵。基于该模型，SAGE 算法允许联合估计 4 个复极化传播路径

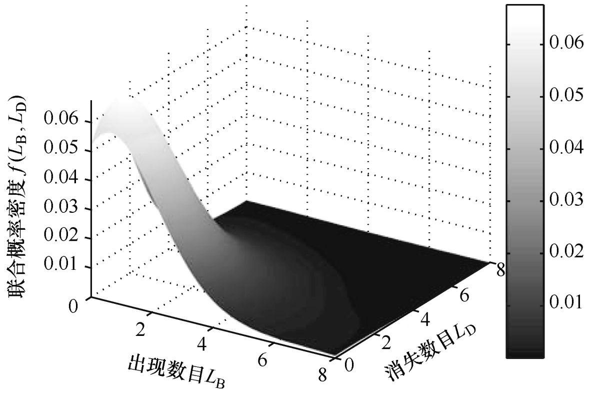


图6.30　多径出现和消失数目的联合概率密度分布函数

的权值：DoA、DoD、TDoA 和无线电波的 DS。首次测量的估计结果显示了依赖极化的移动无线信道中的电波传播。

在一篇由两部分组成的论文［GaHS03］，［SLTR03］中，伊尔梅瑙大学研究提出对于参数获取算法的精确度限制的具体调查。由于相互耦合以及校正误差的存在，真实的天线阵列所存在的缺点被认为是产生这些限制的原因。参考文献［GaHS03］中，对于无偏 DOA 而言，将可实现的最小参数估计值的方差作为克拉美罗下界（Cramer-Rao-Lower-Bound，CRLB）。CR 下限能够用来计算参数估计值的方差，特别用于相干多径条件下。参考文献［SLTR03］中，在信道检测中，对于高分辨率 DoA 估计下的 ULA 性能估计得出了实验结果。在均匀线性阵列的例子中，CR 下限决定了可实现的复路径权值和方位角的最小估计值的方差。在两种典型的单径和相干两径条件下给出了 CR 下限图，该图显示了相隔较近的相干路径条件下性能会下降。两径条件下参数估计值的标准差在图 6.31 中画出。文章提出的方法仅仅取决于天线波束方向图的测量，该方法可以应用于任何天线阵列，并且能够明确指出天线阵列对其性能带来的限制。

最近，参考文献［ThLR04］提出了多维最大似然参数估计法（RIMAX）来分析信道探测和测量。该算法估计反射成分的参数以及分布式漫散射的参数。基于有效的测量，该算法能够估计测定偏振的路径权值矩阵、发射站处的方位角和高度、接收站处的方位角和高度、路径延迟以及反射成分的多普勒频移等 4 个系数。此算法基于共轭梯度最优化策略，如果路径数目相对于观测数目较少，它的复杂度将与 SAGE 算法相当。这是多维无线信道探测测量所特有的情况。该算法同时还提供计算出的参数方差的估计值，以及信道参数估计值的可靠性信息。图 6.32 是对功率时延谱的估计结果。参考文献［TLST05］在项目 WIGWAM 下，在传播测量之后给出了一系列综合的分析。

爱立信研发中心进行了一项室外双向 MIMO 信道的测量（见参考文献［MATB03］），是在 1947MHz 频率处、市区街道微蜂窝环境中视距和非视距条件下的窄带信道测量。测量数据用于确定无线信道特征以及可能的 MIMO 信道容量。通常观测到的信道容量低于理想值。在视距条件下，由于存在高楼之间街道的波导效应，信道容量会大量减少。信道容量的减少是在大的莱斯因子 K 以及小的角度扩展共同作用下造成

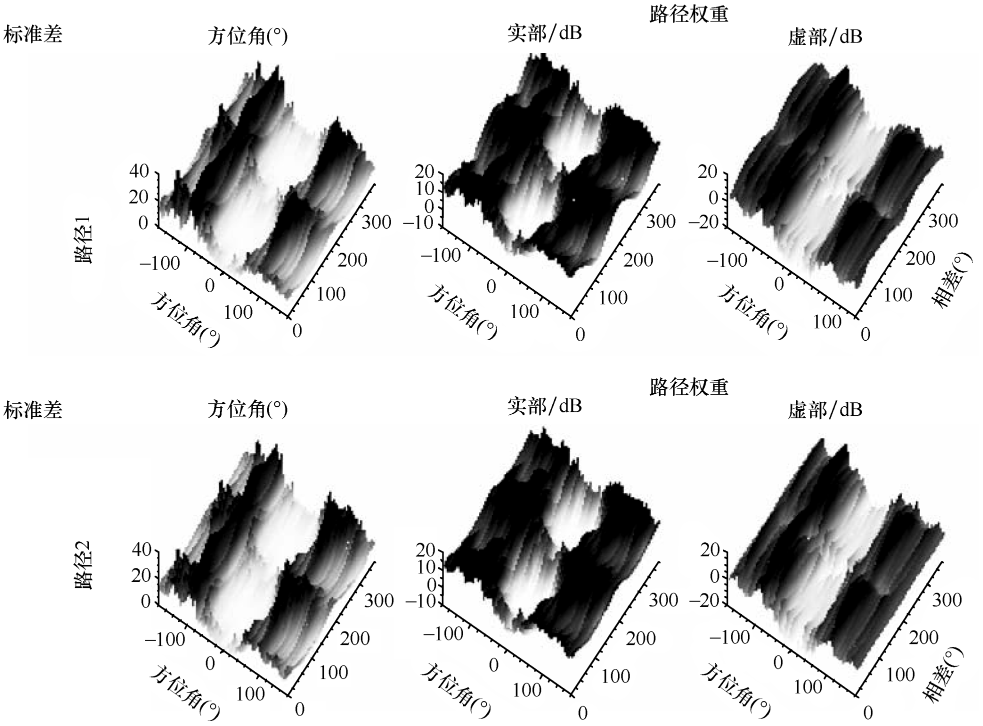


图 6.31　两条相干多径条件下参数估计值的标准差（见参考文献［SLTR03］）

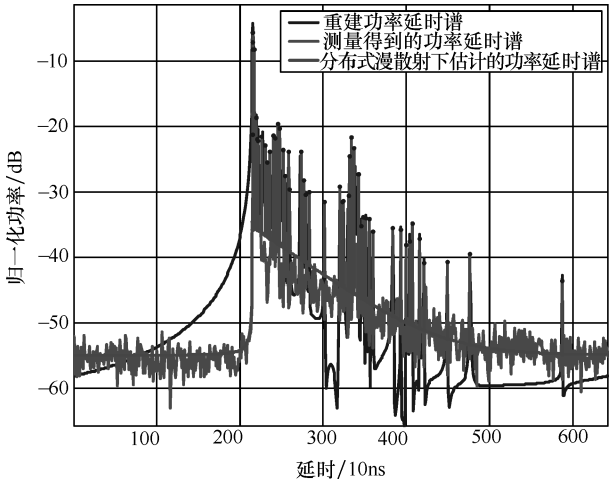


图 6.32　反射路径下重建功率时延谱以及分布式漫反射和噪声下对功率时延谱的估计

的。最大似然估计方法用于依照平面波及其在链路两端相应的方向精确估计无线信道。最大似然法估计过的信道成功地用于路径重建以及信道容量确定，说明平面波方法适用于 MIMO 信道建模。根据测量数据以及最大似然估计法估计过的信道得到的信道容量与

实际数值一致性非常好。图 6.33 是在某一个特定的测量位置对 DoA/DoD 的估计，其中圆点的大小代表信号功率的强弱。

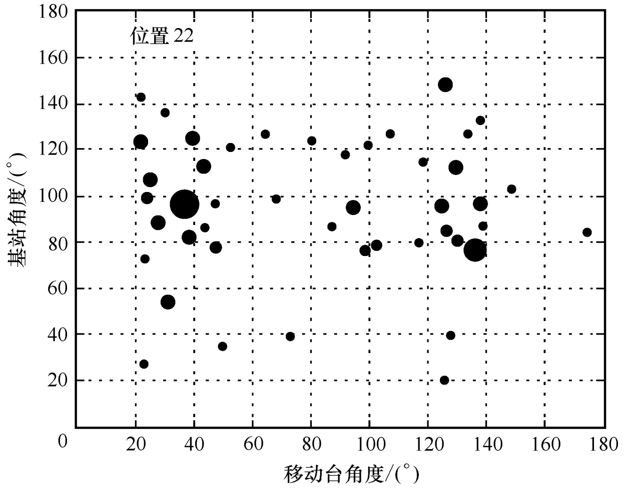


图 6.33　平面波信号功率的角度扩展（见参考文献［MATB03］）

瑞典兰德大学最近在 5.2GHz 频率处、位于某办公大楼内的 53 个不同的接收地点以及 3 个附件屋顶的基站位置处进行了一次由室外到室内的双向 MIMO 测量（见参考文献［WAKE04］）。角度延迟剖面、角度扩展的方均根值以及其他具有延迟和色散特征的统计参数记录在文献［WAKE04］当中。室外链路的一端的角度扩展是非常小的，而在室内链路的另一端，角度扩展的大小取决于天线阵列与面对室外天线阵列的窗户的距离长短。室外到室内的无线传播信道具有以下参数特征：时延扩展为 5～25ns，室内的角度扩展为 30°～55°，室外的角度扩展为 4°～20°。考虑每个测量位置点处存在 40 条多径的情况，则在 60% 的 159 个测量地点处可以估计出超过 85% 的接收功率。

3. 使用虚拟阵列的双向测量

虚拟阵列使用步进电动机机制在不同阵列位置处放置单个天线，广泛用于双向测量。尽管转换次数较高，但是该方法消除了互耦合效应，同样能够实现较大规模的阵列。

奥地利维也纳科技大学使用虚拟阵列进行了延伸的 MIMO 测量，其中一些测量是关于对双向 MIMO 信道的分析。在室内环境下对多径簇的详细分析在参考文献［CHÖB04b］中的 COST 273 里可以看到。簇以及主要簇的总数目是在有较多障碍物的室内环境下得到的。分析是基于 DoA/DoD 在 5.2GHz 频率处进行室内 MIMO 测量得到的。在发射机处使用单个可移动的同轴管天线，从而形成间距为半波长 20×10 的虚拟矩形阵列。在接收机处使用印刷偶极子的一个定向直线型阵列，由 8 个元素组成，间距为 0.4 倍波长，120°±3dB 的视角。分析是基于 8×8 的数据子集在窄带频谱处进行。通过分别利用 Bartlett 和 SAGE 算法进行 DoA/DoD 估计并且对结果进行叠加，虚拟地识别簇。结果显示主要的多径簇的平均数目为 7.6，标准差为 2.4，而簇的总数目即使在单

个房间内变化也是非常剧烈的。一次抽样测量的 DoA/DoD 估计如图 6. 34 所示，其中白色的点表示 SAGE 算法估计的结果，黑色的圆圈表示被识别出的簇。

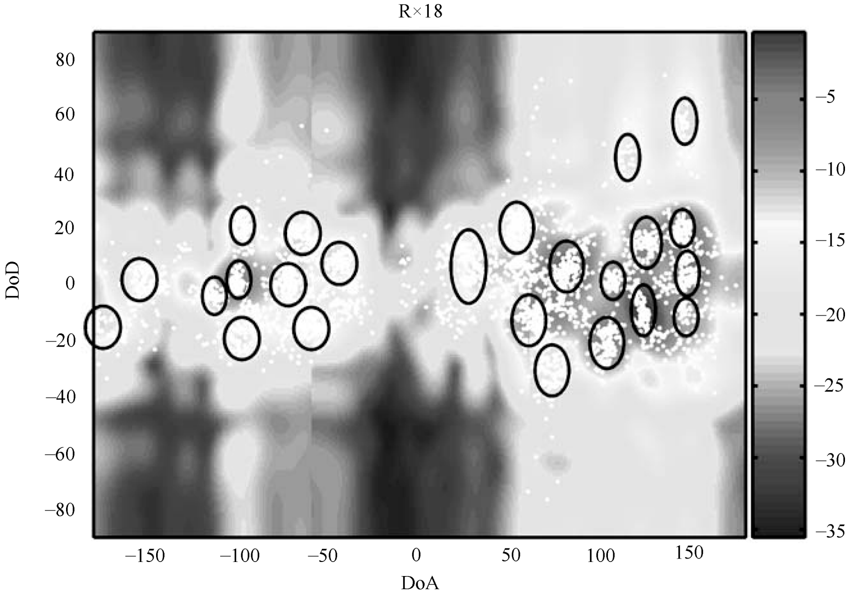


图 6. 34　室外环境下簇的形成（见参考文献［CHÖB04b］）（© 2004IEE 授权）

参考文献［CHÖB04b］使用基于本征模 SAGE 估计的新算法描述簇的特征。簇衰落统计调查表明，通常较强的簇服从莱斯衰落，较低功率的簇服从瑞利衰落。正如预期情况，服从莱斯衰落的簇具有很少的主径，而服从瑞利衰落的路径具有大小相近的功率。对 DoA、DoD 的均方根角度扩展值进行估算，其中到达角的为 2° ~ 5°，离开角的为 2° ~ 3°。

东京工业大学的研究人员为高分辨率双向 MIMO 测量开发出了一种基于分析仪的矢量网络系统（见参考文献［HaTa03］）。该系统在发射端和接收端都使用了虚拟阵列。在保证精度的同时利用该套装置实现全自动的测量。室内非视距环境下双向 MIMO 测量中，使用 ISI-SAGE 算法用一种确定的方式来估计信道（见参考文献［StJF02］）。相同路径的极化特征估计较为重要。很多波形包括主要路径和较大时延的路径以及许多传播现象都由 ISI-SAGE 算法检测出。测量装置如图 6. 35 所示。

利用以上的测量系统完成了一些关于超宽带、双向 MIMO 信道的初期工作（见参考文献［HaTK04］，［TsHT04］）。超宽带使用 3. 1 ~ 10. 6GHz 频段。测量和分析在日本的木屋中完成（见参考文献［HaTK04］）。使用 SAGE 算法获取多达 100 条主要的射线路径。在真实的环境中识别出这些路径，并且使用双向测量检验成簇行为。传播功率集中在反射和衍射的镜向周围，使得获取路径的时空特征能够高度反映出建筑物及其规模大小。由簇所含有的功率可知，估计出的 100 条路径功率占总接收功率的 73% 。剩余的功率存在于漫散射当中，即积聚在较弱功率的路径中。研究人员同样讨论了使用

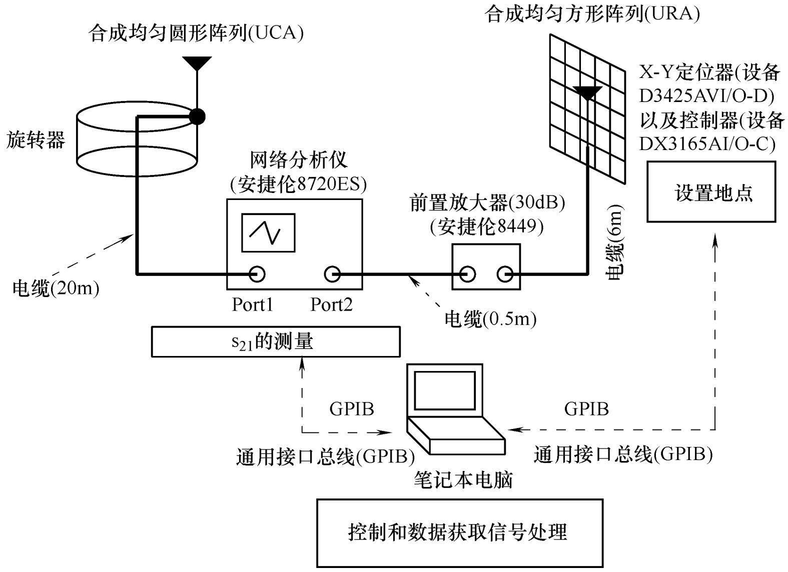


图 6.35　使用虚拟阵列的超宽带、双向信道探测系统（见参考文献［HaTa03］）

SAGE 算法获取路径所面临的限制问题。根据反射次数可以得到散射性能以及簇内功率损耗（对于确定性信道重建较为重要）。参考文献［TsHT04］中描述了一次在室内办公环境中相似的超宽带测量，并对其进行了时空分析。在收、发端处对确定性和散射成分分离之后，簇能够在高时间分辨率下根据相似的 TDoA 进行耦合。大部分的簇都由实验环境的物理结构决定，即镜面反射、反射物体的大小以及材料，同样也取决于波形极化以及天线方向图。通过矩分析可以得到簇内的性能、每一个簇的平均功率以及 DoD、DoA 和 TDoA 扩展。本文对于 DoD 和 DoA 的关系同样也进行了研究。

6.6.3　信道和天线响应的混合 MIMO 测量

目前最常使用 Medav RUSK 探测器家族描述 MIMO 信道的特征。然而，一些研究机构已经基于扩频相关技术、线性调频方法以及对偶矢量网络分析仪方法开发出自己的室内设计产品（见参考文献［MoRJ04］）。目前同样在使用中的一些不同种类的 MIMO 信道模拟器，比如 Elektrobit C8 家族（见参考文献［KNJY04］，［KoNu04］，［SJKN05］），另外发射真实 MIMO 编码波形的 MIMO 试验台也出现了（见参考文献［KaHP04］）。MIMO 探测测量的详细情况和测量结果在下述部分当中给出，包括一些特例，比如“锁眼”信道以及混响室的使用。

1. 在 2GHz 及其以下频段处的 MIMO 测量

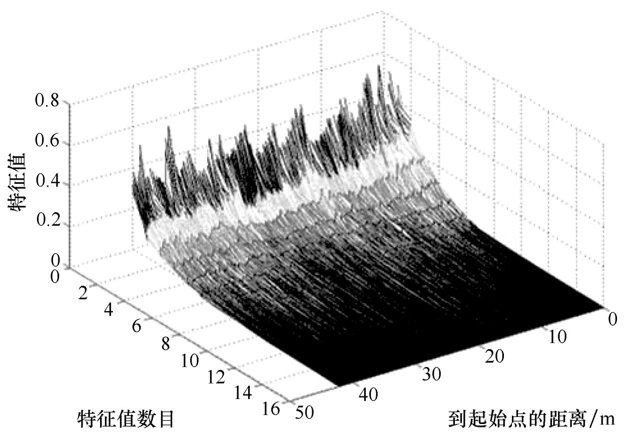
使用基于速率为 30Mchip/s 扩频的探测器，当载波频率为 2GHz 时，在移动台处使用 32 元素偶极子球形天线阵列，同时使用具有间距为 0.718 倍波长 8 元素双极化直线形天线阵列，HUT（见参考文献［KSPH01］，［KSVV02］）进行了室外测量。图 6.36 是举例实验装置。

图 6.36　微蜂窝中 HUT 进行 MIMO 测量（左侧是发射端，右侧是接收端）（见参考文献［KSPH01］）

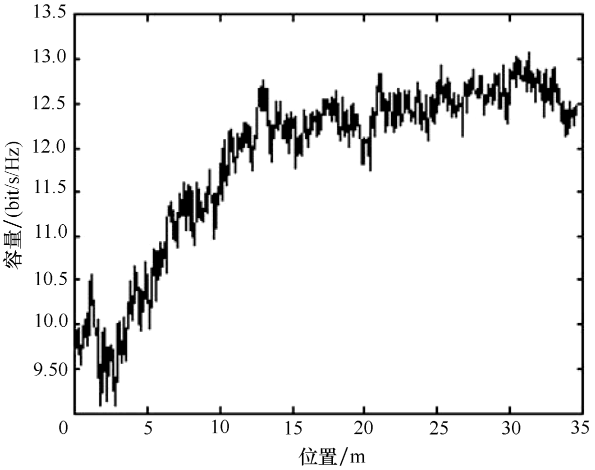
如 6.2 节中描述的那样，为了检验特征值以及所提供的信道容量的动态特性，根据测量数据得到信道的方向属性和通过奇异值分解（Singular Value Decomposition，SVD）获取的 MIMO 参数，如图 6.37 所示。从结果可以很清晰地看出，频谱效率增益非常容易改变，并且取决于信道特征。基于该实验配置进行了一项关于经过激活的手机、接入点或者基站的不同 MIMO 天线结构的研究（见参考文献［SSKV03a］）。手机天线的类型，特别是位于室内的情况下对于有效 MIMO 信道容量具有重要的影响。随着发射天线单元间的距离越大或者元素数目越多，特征值的扩展越小，并且 MIMO 信道容量越大。最小的特征值扩展是出现在室内微微蜂窝的情况下。

根据测量得到的双极化天线的数据，同样对单个双极化发射-接收配置（2×2）进行了研究（见参考文献［KSVV02］）。正交极化降低平均信号电平，相反，特征值扩展变得更小，这将产生更高、更稳定的 MIMO 信道容量。

Beach 和 Hunukumbure（见参考文献［HuBe02］）记录了在室外 2GHz 频率处进行的 8×4MIMO 测量结果。位于屋顶的发射阵列包括两个间距为 3m(20λ) 双极化 UMTS 贴片天线，其下方是一个由 3～4 层的大楼围绕的广场，用它来表示安装在机动车辆上的 4 个双极化贴片天线阵列。测量中使用带有定制的室内 MIMO 同步系统的 Medav RUSK 探测器。为了研究信道的相关性、所提供的容量以及空时分组编码载波的链路级性能，对数据进行后处理。在非视距布局下，分集的好处显而易见。在参考文献［HuBe03］中，将此项工作延伸到在接收端包含单极均匀圆形阵列。均匀圆形阵列在视



a) 沿某一路径追踪的特征值



b) 在信噪比为10dB下沿某一路径所提供的容量

图 6.37　沿某一路径的特征值和所提供的容量变化（见参考文献［KSPH01］）

距环境下能够较好地实现相关，但是，有向贴片阵列的天线增益能够实现较高的信噪比。在非视距条件下，由于来自屋顶下方存在较强的衍射线，均匀圆形阵列比有向贴片天线显示出较强的相关性。固定信噪比下 8×4MIMO 结构的频谱效率如图 6.38 所示。

FT Wien 在 2GHz 频率处使用 Medav 探测器同样进行了延伸 MIMO 传播测量，测量带宽为 120MHz，分别在市区、郊区和室内环境下进行。特别应该注意的是这些测量数据对于科学界的有效性（见参考文献［HMAB02］）。（见参考文献［ViHU02］）给出对数据子集的统计特征值的评估。Salous 在室内环境下 2GHz 频率处对 4×4 系统进行带宽为 60MHz 的测量（见参考文献［RaSa04］），在此过程中特别考虑到了信道的时变特性。奥尔堡大学在 2GHz 频率处分别在室内到室内、室外到室内布局条件下使用与移动台和笔记本电脑具有等效形状因子的设备以及基于扩频的探测器进行了测量。具体细节

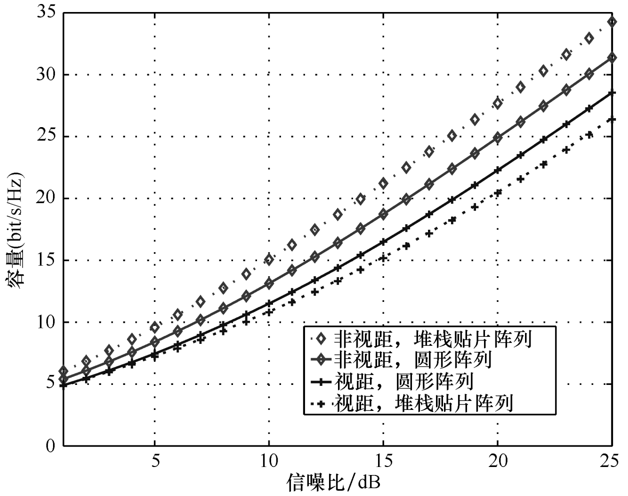


图 6.38　两个接收阵列的 8×4MIMO 容量

见 5.2 节。

里尔大学也在 900MHz 频率处、4×4 结构下、铁路隧道中对 MIMO 信道的特征进行了测量（见参考文献［MDJD03］）。在火车驾驶室的车窗处放置 4 个贴片天线，在面对隧道入口的车站月台不同高度处放置好角天线阵列。在测量过程中考虑不同的天线以及隧道宽度（单轨和双轨）。在信噪比为 10dB 时计算所提供的信道容量，如图 6.39 所示。结果表明隧道布局（包括弯曲的轨道）下能够获得好的 MIMO 信道容量增益。参考文献［LiDe04a］中对此项工作进一步延伸，考虑到信道的相关性，奇异值的动态特性以及 V-BLAST 和使用测量得到的信道数据的 Alamouti 计划的误比特率分析。

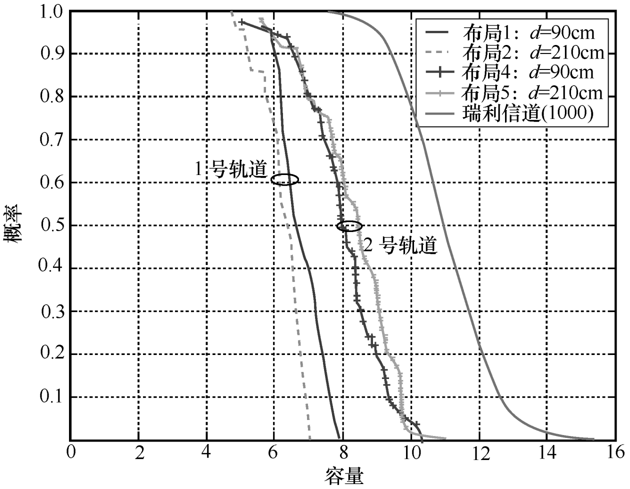


图 6.39　在隧道中 1、2 号轨道上信道容量的互补累计分布函数（见参考文献［MDJD03］）

2. 5GHz 及其以上频段的 MIMO 测量

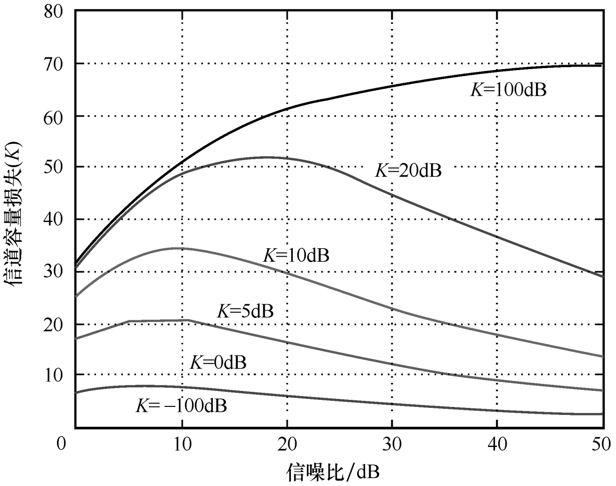
为了获取在 5.2GHz 处室内环境下的信道容量，McNamara 等人（见参考文献［McBF02b］［McBF02a］）使用 Medav RUSK 探测器进行了多次 8×8 的 MIMO 信道测量。在发射机处使用位于地平面上的半波长的简单单极天线阵列，接收机处使用背腔偶极子阵列。举例结果见 6.3 节，这再一次说明了明显的容量增益以及对于信道带宽和空间相关性变化的灵敏度是可获得的。Kyritsi 在参考文献［KCVW03］中说明了使用 12 元素阵列、特别注意信道相关性（见 6.7 节）的室内 MIMO 测量。Ozcelik 在 5.2GHz 频率处结合直线型天线阵列（与 McNamara 的方法相似）和 20×10 的网格虚拟阵列测量室内 MIMO 信道参数，同时也研究了相关性对 MIMO 性能的影响。

在参考文献［Herd04］中，Herdin 用信道矩阵系数幅值（Channel Matrix Coefficient Magnitudes，CMCM）讨论了莱斯因子 K 与信噪比和 MIMO 容量之比的关系，证明在给定的信噪比下，对于严格服从瑞利分布（有多条路径）的 CMCM。容量将大于呈莱斯分布的情况，即较差的传播信道是较好的 MIMO 信道。但是，如果该比较是在信噪比的基础之上做出的，则信噪比或者路径损耗与 MIMO 容量之间存在唯一的关系。当在较差的传播信道下路径损耗较高时（信噪比较低），MIMO 容量也较小。使用相同的实验配置，Herdin（见参考文献［HÖHB02］，［HÖHB03］）研究了作为阵列方向的函数的容量。在室内分布条件下，他发现当路径损耗归一化之后，MIMO 容量几乎与接收端的方位和位置无关。Herdin 在参考文献［HeBÖ03］中讨论了人体遮蔽效应对于特征谱的影响，他发现到达方向与特征向量的波束形状几乎不受人的活动影响。并且，Badic 等人利用这些测量对很多的 MIMO 传输技术的性能做了基准测试（见参考文献［BHGR04］）。

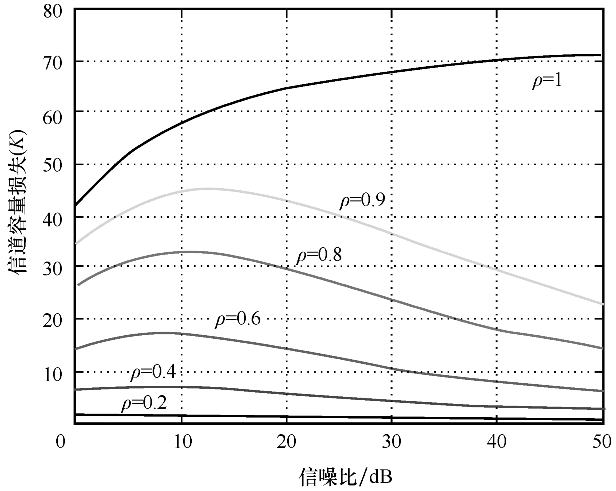
东京工业大学在室内环境下、5.2GHz 频率处进行了关于确定测出的和预计得出的信道容量之间的区别的研究（见参考文献［ChSA04］）。系统维数为 4×4，直接测出信道容量并且从测量结果中获取莱斯因子 K 和信道相关性参数。通过比较测出的和预计得出的信道容量，与莱斯因子 K 和信道相关性参数相关的容量损失如图 6.40 所示。包括特征波束成形在内的扩展测量和分析（见参考文献［SaHA04］）在 3.6 节中作了详细介绍。

雅典国立科技大学在室外 5.2GHz 频率处进行了天线阵列呈 8×8 部署的 MIMO 测量（见参考文献［SKPC03］）。对于不同维度的 MIMO 系统和天线间距，依据测量数据可以计算出理论上的信息容量。对扩展特征值进行研究后，生成了一个对中断容量值很好的校准。另外，如参考文献［KSKC03］，［KaSC04］所描述的那样，使用测量数据库连同遗传算法来选择最合适的天线结构。参考文献［SkKC04］和［SkKC05］给出了对多普勒色散特性、相干测量、空间衰落相关系数、角功率谱以及由克罗内克积引起的误差的详细分析和讨论。

最近，HUT（见参考文献［KaVV05］）分别进行了在由室外到室内、宏蜂窝、微蜂窝和室内微微蜂窝环境下、5.3GHz 频率处使用正交极化益处的探讨。结果详细地包括了接收功率级以及水平和垂直极化传输的交叉极化功率比（Cross-polarisation Power Ratios，XPR），同时也给出了共极和交叉极接收成分的相关性。



a) 相对于理想信道（K=−100dB）的信道容量损失



b) 相对于理想信道（ρ=0）的信道容量损失

图 6.40　在莱斯因子 K 和信道相关性影响下信道容量的减少情况（见参考文献［ChSA04］）

在参考文献［STMT03］中，使用在 5.2GHz 频率处的室外测量信道数据对 Turbo MIMO 均衡器（Turbo MIMO Equalisers，TME）的性能做了基准测试，说明了基于如图 6.41 所示的简单发送分集的方法的益处。将此项工作进一步扩展，在参考文献［ZeST04］中对预测出的和测量得到的结果进行了比较。

3. 特殊的 MIMO 信道——钥匙孔信道

理论上（见第 5 章），在某些环境中，无线 MIMO 系统的容量对于不相关的信号会变得非常小，这种效应被称为钥匙孔效应或者针孔效应。

实际当中的无线信道，钥匙孔效应是不太可能发生的，因此在真实 MIMO 信道测量中极少能观测到钥匙孔效应。里尔大学在单轨的铁路隧道测量中找到了 MIMO 针孔效应

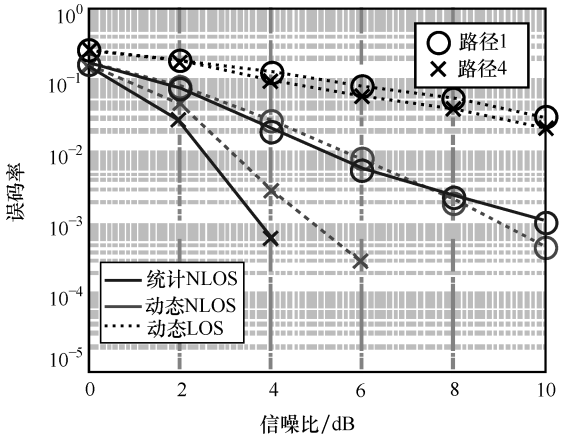


图 6.41　Turbo MIMO 均衡器（TME）的误比特率性能（见参考文献［STMT03］）

的一个可能的例子（见参考文献［LiDe04a］）。通过沿着隧道研究奇异值瞬间的改变情况可以找到相关证据，如图 6.42 所示。

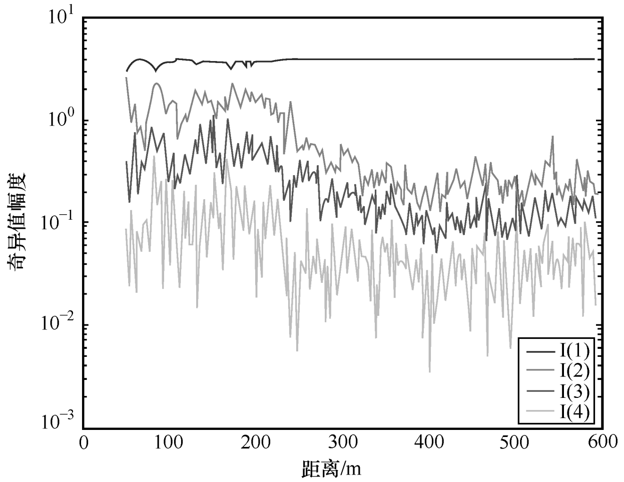
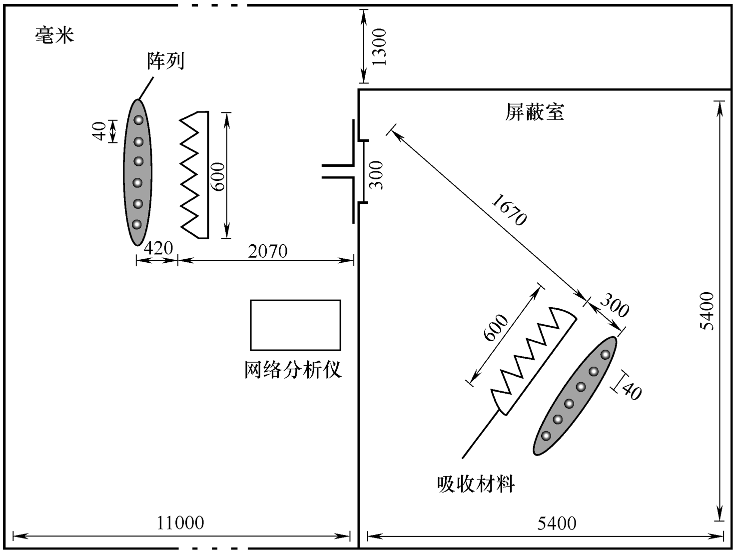


图 6.42　奇异值的动态变化指示出钥匙孔 MIMO 信道（见参考文献［LiDe04a］）

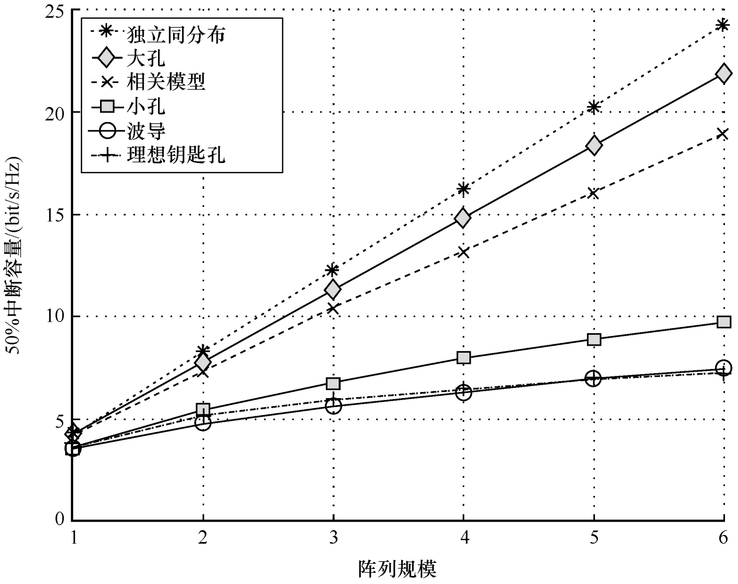
当在信道弯曲部分的接收机天线附件接收到信号时，出现了 4 个明显的奇异值，这说明信道矩阵（$\boldsymbol{H}$）满秩。但是在单轨隧道中接收信号时奇异值突然变为 3 个，说明信道矩阵亏秩。这就体现了钥匙孔 MIMO 信道的特征。

为了人为建立钥匙孔信道，Lund（见参考文献［AlTM03a］）在有约束条件下的室内环境下进行了测量，从而通过屏蔽室和相邻房间中的天线阵列创建出钥匙孔信道。屏蔽室墙上的孔洞是两个房间之间信号传播的唯一途径，如图 6.43 所示。通过改变该孔

洞的大小，可以估计出对于此项实验配置和一些理论情况下 50% 的 MIMO 中断容量，如图 6.43b 所示。结论表明由于真实环境中的像隧道或走廊等引起的波导效应产生的孔洞效应是难以测量的。



a) “钥匙孔” 测量设置



b) 不同阵列规模的50%中断容量

图 6.43　“钥匙孔” 信道中的测量设置和容量估计（见参考文献［AlTM03a］）

4. MIMO 估计中的模搅拌混响室

使用模搅拌混响室来检验 MIMO 设备的性能（见参考文献［LiDe04a］）。利用波导连接两个房间，建立房间到房间的信号传输模型，进而对 MIMO 信道进行仿真。图 6.44 对通过 4×4MIMO 信道特征值分解得到的结果进行了说明。在两次试验中，使用一个大的波导和一个 TE01 波导（只允许一种模式传播）连接两个房间进而生成了这些 MIMO 信道。大波导情况下的结果与理想的独立同分布瑞利信道条件下计算的结果相比，一致性非常好。当两个房间的通道仅仅允许一种模式（TE01 模）通过时，钥匙孔第一、二个平均特征值之比大于 20，则会出现非常明显的孔洞效应。紧接着下一步，参考文献［DDLD04］中描述了开发和验证房间 3 维模型及其他相关的验证过程。

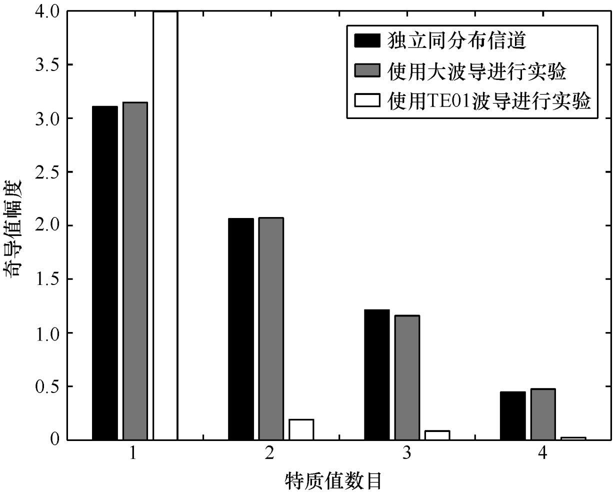


图 6.44　生成的 MIMO 信道与独立同分布瑞利信道的特征值比较（见参考文献［LiDe04a］）

5. 测量与仿真得到的 MIMO 信道容量的比较

相关技术的发展将促进从测量得到的数据中获得具有不同天线单元类型和几何形状阵列的 MIMO 信道容量，并且将有助于 MIMO 设备上的天线单元的设计和优化（包括元素的放置）。Bristol（见参考文献［PaTB04］）提出一种可能的方法，首先在合适的实验环境当中进行高分辨率的双向信道测量（见 6.3 节），然后将通过 3 维复杂辐射模式得到的候选天线设计与双向信道测量数据相结合综合处理获得 MIMO 系统的复传输系数。图 6.45 提供了在视距和非视距环境下、信噪比为 20dB 时的利用候选 4×4 系统得到的结果。

使用 SAGE 算法获取多径分量的参数，并且为了减少处理时间，多径分量的数目最大限制为 50。因此，总有一些能量检测不到，这会使得信道容量小于预期容量。

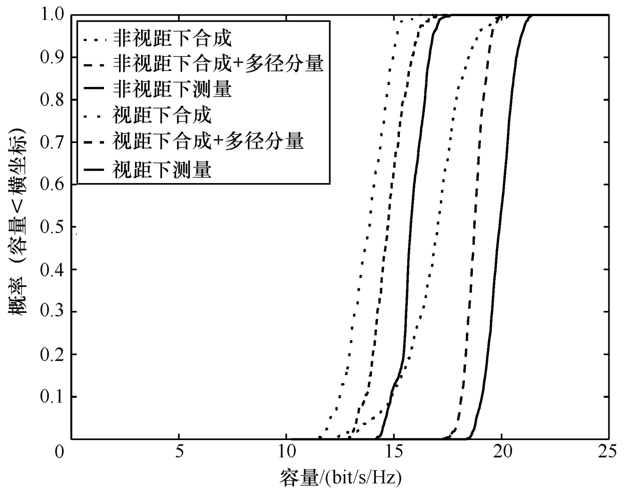


图 6.45　测量得到与从建立的信道模型提取参数得到的 MIMO 信道容量的比较（见参考文献［PaTB04］）

6.7　模型验证和相关的度量

6.7.1　引言

6.7 节里主要介绍如何确定一个 MIMO 模型的好评。“好”的 MIMO 模型经过彻底的验证能够精确地反映出我们所感兴趣的 MIMO 信道的某个因素。因此，在采用某一个信道模型的时候，必须清楚地知道以下几点：

1）我们要利用 MIMO 信道的哪个因素来建模？多路复用技术、波束成形技术还是分集增益？

2）模型函数应该处于哪一层？传播、信道、链路还是系统？

3）模型是否经过验证？

4）如果是的话，验证过程又是怎样的？是经过了理论验证还是进行了一次测量呢？

5）验证所采用的度量是否与所期望的 MIMO 系统性能相关？

由于无法肯定所建立的模式就是想要建立的，因此模型验证非常重要。细致的模型验证结果应该包括两个部分：

1）所使用模型的限制因素在哪里？

2）相比于其他模型，一些模型是否能够更好地适用于对 MIMO 系统性能的某些因素进行预测？

令人感到意外的是，人们在开发新的模型方面比验证其有效性方面做出了更多的努力。

6.7节主要是对特性的度量进行比较，简言之就是：哪一个模型最适合预测MIMO系统具体某一项的性能？单个度量能够较好地适用于模型验证，因为它们易于比较。虽然任何模型都是对实际信道的还原，模型验证不能省略，单个度量的验证更是如此。明显地，度量越复杂，它能够提供的信息就越多。利用基于MIMO特性分布的度量能够更加公正地建立模型，但是验证过程的结果更加难以估计。

容量已经成为一种使用较多的验证MIMO模型的度量，然而它并不能涵盖MIMO系统所有的因素，这一点一定不能忽略。同样地，在本节中可以非常明显地看到，它不是非常“灵敏”，即它并不能精确地区分模型精确与否。信道容量作为一个全局度量，仅仅用它是不能明确如何改进一个模型的。另外，对于信道容量来说，假设调制星座和适应能力具有无限灵活性，因而实现潜在的巨大信道容量（而这在实际当中是不可能发生的），同时它取决于信噪比的大小。并且信道容量可能有许多不同的含义（见7.2节）。因此，本节将抽取一部分讲解多路复用增益。

6.7节的结构如下，MIMO模型的度量将反映出MIMO系统的性能。小节中关于空间相关性和多径丰富度的讨论补充了度量的3个主要方面：空间复用增益、空间分集增益以及波束成形增益。虽然它们容易区分，但并不是正交的，即它们特别适用于描述MIMO某一个主要益处的度量，这些益处也可能与其他MIMO的益处相关。6.7.2节讨论是关于实验性的模型验证，通过实验和理论的对比与权衡，对模型进行验证。

6.7.2 实验验证有效性

对MIMO信道模型进行“验证”是什么意思？建模方法的有效性既可以通过理论也可以通过实验来证明。

对于某一个建模方法而言，理论验证意味着将MIMO模型的某一个因素与依据确知理论获得的同一个因素相比较。如果信道的统计特性如阴影衰落、延迟统计信息和角向分布是已知的，则根据这些统计信息利用随机模型就可以建立信道转移矩阵。从这些信道矩阵的实现可知，像信道容量之类的度量能够通过理论进行计算和比较。容量累积分布函数具有较好的一致性，这验证了新模型相对于已建立模型的可用性，但是其本身并不能作为对新模型的验证。因此，理论验证过程必须保证参考模型是可靠的。通常是与服从独立同分布不相关的瑞利衰落模型进行比较。中间模型一步一步的验证结果将增加对处于实验阶段模型的确认。验证方法不能使用循环论证，即验证结果不能是隐藏的先验假设。

检验一个模型最根本的方法就是实验。该方法同样也有注意事项。为了使实验过程有效，首先需要进行细致安排。然后从一开始就必须明确用哪种度量来有效描述MIMO的哪一个因素。在6.5节中，天线数目在分析验证MIMO模型中也起到了作用。在天线数目较大时，能够很好地反映出MIMO性能的是一些模型，反之，则是另外的一些模型。

COST 273中，以下实验验证过程多为人们使用（见参考文献［McBF02a］、［ÖHHB03］）：

1）在每一种环境中，从测量得到的归一化信道矩阵中选择大小合适的数据子集。

2）利用这些数据，估计出基本的模型参数（在下面的小节中将详细叙述）。

3）并且通过蒙特卡洛仿真生成一组合成信道。

4）对两组信道的期望的模型度量进行计算和比较。

利用紧密、具体的信道度量对该模型性能进行评估，其中的紧密性可用测量数据的百分偏差来描述。

使用测量数据推导待验证模型的参数，并在此基础上对该方法的可靠性进行验证，这应该是最有效的方法了。根据测量数据获取或估计得到的参数数目应当越少越好。若这些参数在建模过程中很重要，并且不能用其他的“自由”参数来适配，则对该方法的异议将会减少。

另一项对实验验证的反对主要集中在参数的适当选择上。任何对测量和模型验证结果的高度一致性说明了模型参数的选择是正确的，而并未说明所建立模型的正确性。描述一个模型所需要的独立参数数目越多，其一致性就越高。

高斯信道

高斯信道是在信道建模中使用的一种常用并且默认的信道。只考虑零均值循环对称复高斯信道的情况，$\boldsymbol{H}$ 完全用其二阶统计量来描述：

$$\boldsymbol{R}_{\text{full}} = \boldsymbol{R}_{\text{H}} = E\{\text{vec}(\boldsymbol{H}) \cdot \text{vec}(\boldsymbol{H})^{\text{H}}\} \tag{6.34}$$

式中，vec(·）表示将矩阵 $\boldsymbol{H}$ 的按列展成一维向量。

此表达式的有效性是所有的分析模型有效的先决条件（见 6.5 节）。所以判定它是否合理是十分重要的，可以通过实验来验证：所有的 h_{ij} 必须严格服从瑞利分布。

6.7.3　复用增益度量

容量已经广泛作为 MIMO 信道空间复用潜能的一种度量。假设所有天线发射功率相同，则依据测量结果可估计出各态遍历容量：

$$C_{\text{erg}} = E_{\mathbf{H}}\{\log_2[\det(\boldsymbol{I}_{\text{Nr}} + \frac{\text{SNR}}{N_t} \cdot \boldsymbol{HH}^{\text{H}})]\} \tag{6.35}$$

其中 $\boldsymbol{HH}^{\text{H}}$ 是测量实例，或者对 $\boldsymbol{HH}^{\text{H}}$ 进行实例化得到的瞬时容量值分布，或者对以上容量公式的近似处理得到的容量值。或者使用另外两种方法，避免使用容量，用统计特征值来代替。

实际当中要对所有新建立的模型，关于它们是否能够正确预测各态历经容量（互信息）进行验证。例如，图 6.46a 展现了通过测量和“克罗内克”模型预测得到的信道容量之间极高的一致性。但是，不能把通过模型综合处理与测量得到的容量值之间的高一致性当成一种模型有效性的一般证明。考虑另外的情形，图 6.46b 中展现了很大的偏差：模型的容量远低于测量容量（见参考文献［ÖHHB03］）。

对传播激发模型的适用性进行研究以预测固定无线链路上的不同 MIMO 信道响应对范围的依赖性，除了其他度量，参考文献［OeEP04］使用中值容量作为一种度量（见 6.7.8 节）。中值容量可以从容量分布中得到（如方法（ii））。

除了使用预测得到的容量外，还可以根据特征值分布使用多种方法对模型进行验证。我们都知道，MIMO 系统容量是由 $\boldsymbol{HH}^{\text{H}}$ 的特征值决定的，由于 $\boldsymbol{HH}^{\text{H}}$ 与 $\boldsymbol{H}^{\text{H}}\boldsymbol{H}$ 具有

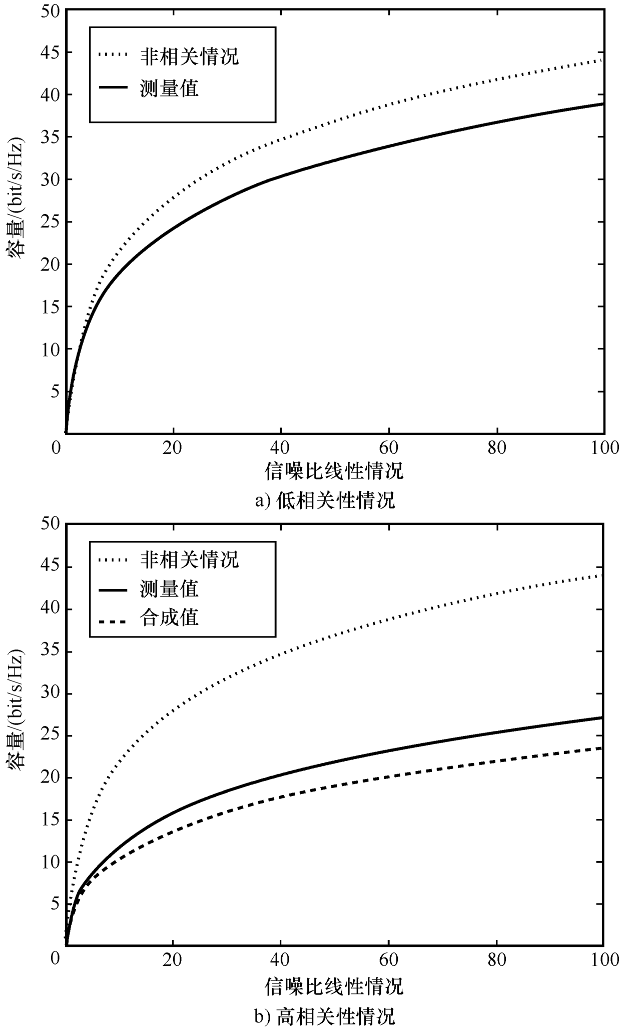


图 6.46　信噪比-平均 MIMO 信道容量（通过测量与克罗内克模型预测得到的值）关系曲线（见参考文献［ÖHHB03］）

相同的非零特征值集合，所以两者是等效的（见参考文献［Burr04b］）。可能用到方法（iv）中 $\boldsymbol{HH}^{\mathrm{H}}$ 实例或者方法（v）中的平均自相关矩阵的特征值分布。

若矩阵 $\boldsymbol{HH}^{\mathrm{H}}$ 的元素是随机的，常常将这种形式的矩阵叫做 Wishart 矩阵。根据该 Wishart 矩阵计算得到的容量累积分布函数或者互补累积分布函数，可以作为给一个利用方法（ii）验证模型的例子。图 6.47 表示在具有平坦的频率响应、相关瑞利衰落信道下，多天线系统容量的近似解析表达式是如何通过蒙特卡罗仿真得到验证的。

Eggers（见参考文献［Egge03］）对关于容量及其度量的理论，即假设调制星座和适应能力具有无限灵活性，从而实现潜在的巨大信道容量（而这在实际当中是不可能发生的），进行了批判。这些度量同样地取决于参考信噪比，即这些都是绝对度量，则

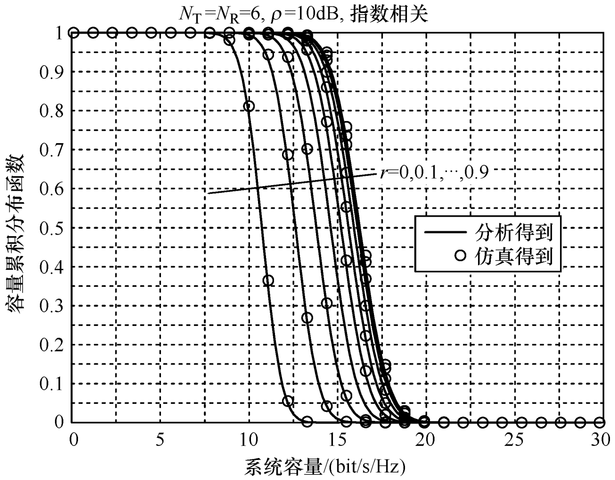


图 6.47　实现关于 MIMO 系统容量的累积分布函数，[其中 $N_T=6$，$N_R=6$，每根接收天线的信噪比 $\rho=10$dB，对于指数相关性，r 取从 0～0.9，分别对获取分析和仿真得到数据的比较（见参考文献［ChWZ03］）]

区分复用潜在增益和纯粹的链路增益就变得十分困难。相反，他提出两种相关的度量。首先，用归一化累积特征信道增益表示的并行性定义为归一化并行信道增益（Normalised Parallel Channel Gain，$NPCG_q$），给定的中断级为 q，

$$NPCG_q = 1/\lambda^2_{\max,q}\sum_{i=1}^{K}\lambda_i^2 \quad \in[1\cdots K] \tag{6.36}$$

式中，K 为空间正交子信道的数目，$K=\min(N_t, N_r)$。它能够反映出环境（包括天线阵列的结构）的多路复用潜能。但是，由于线性额定功率总和的影响，相比于信道容量 NPCG 对特征功率差异不敏感。一种可选择的基于容量的度量，通过没有反馈端的 MIMO 系统容量相对实现，表示为特征值之和：

$$I = \sum_{i=1}^{K}\log_2\left(1+\frac{\text{SNR}}{N_t}\lambda_i^2\right) \tag{6.37}$$

在高信噪比或者特征值的条件下，上式可以近似地展开为

$$I \approx \sum_{i=1}^{K}\log_2(\text{SNR}/N_t\lambda_i^2) = K\cdot\log_2(\text{SNR}) - K\cdot\log_2(N_t) + \sum_{i=1}^{K}\log_2(\lambda_i^2) \tag{6.38}$$

为了使用统一标准对不同阵列星座进行比较，对第一、二项进行降阶以实现归一化并行信道容量（Normalised Parallel Channel Capacity，NPCC）。较低的特征值（<1）可能会导致产生较大的负对数从而舍去该度量。由于加了数值“1”，所以所有的特征功率值是有偏的。NPCC 近似表示为

$$NPCG_q \approx 1/\log_2(1+\lambda^2_{\max,q})\sum_{i=1}^{K}(1+\lambda_i^2) \quad \in[1\cdots K] \tag{6.39}$$

在使用自适应受限或者固定调制解调器情况下，NPCG 和 NPCC 比纯粹容量都能够更好地体现出 MIMO 的潜能。

利用特征值统计信息［方法（iv）］进行一次验证（见参考文献［LiDe04a］），进

而很好地区分基于分布的度量和单数度量。对分布情况进行比较是一个棘手的问题。在考虑分布的情况下，图 6.48 对经过测量与克罗内克模型综合处理得到的特征值进行比较，并且揭示出确定度量值高度是否一致的难度。为了量化一致性，必须借助于单个数目。通过下式，在特征为 1、2、3、4 时，计算出百分偏差分别为 8%、7%、6% 和 10%。

$$\varepsilon_k = \frac{\|\lambda_{k,\exp} - \lambda_{k,\mathrm{mod}}\|}{\|\lambda_{k,\exp}\|^2} \tag{6.40}$$

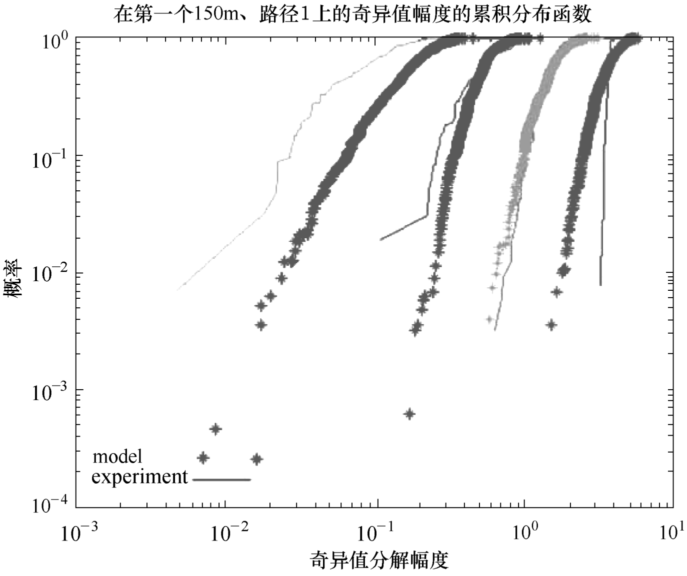
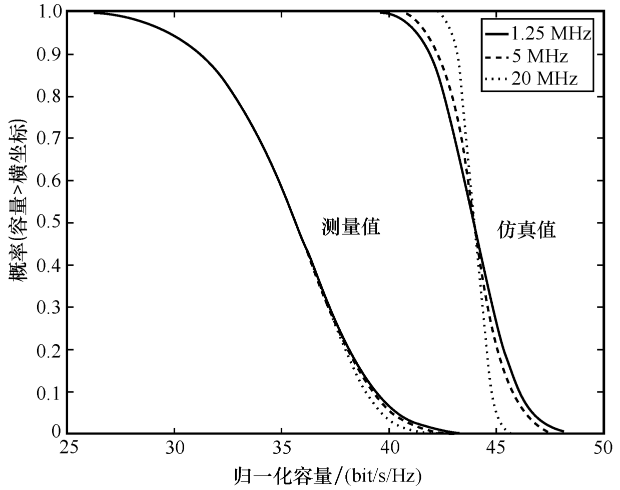


图 6.48 在 4×4MIMO 系统中对经过测量与克罗内克模型综合处理得到的特征值进行比较（见参考文献［LiDe04b］）

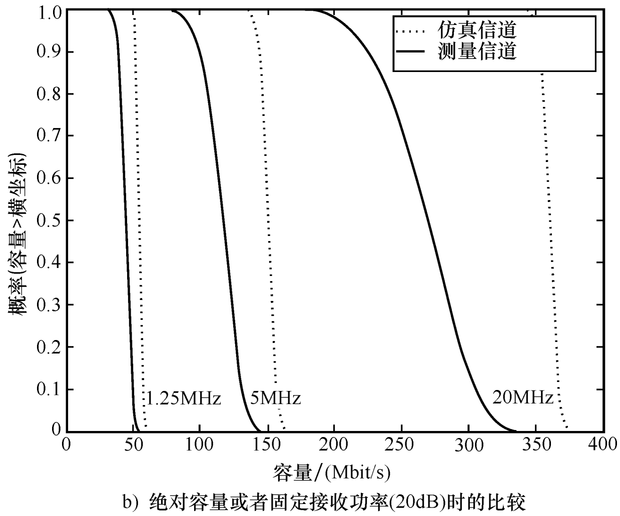
各态历经容量与中断容量

将各态历经容量与中断容量区分开来是很重要的。容量分布的方差值［方法（ii）］体现了容量互补误差函数的图的陡峭性。在宽带 MIMO 信道模型（见参考文献［McBF02b］）的验证中重点突出了这个区别。图 6.49 针对不同的带宽 1.25MHz、5MHz 和 20MHz，概括了 8×8MIMO 系统容量的测量和仿真的结果。注意这几点，首先，清晰的归一化和绝对容量的区别在于，对信道相应归一化能够在空间和频率域上去除平均路径损耗。（由于平均路径损耗对于 MIMO 性能有很大的影响，因此归一化并不总是适用的（见参考文献［MBFK00］）。这说明了在恒定信噪比下使用归一化信道容量作为度量估计不同带宽信道性能的时候能够产生误导性结果）。其次，与仿真信道形成鲜明对比的是，不同带宽的归一化信道图形曲线变化是非常小的。随着带宽的增加，曲线的改变几乎不可见，仅仅在弯曲处有微小的改变。对于数目较少的天线单元，带宽的改变会对归一化信道容量影响较大。当信道带宽增加时，附加频率分集方法会对采用空间分集的系统带来更多的益处。采用独立同分布瑞利衰落模型会引起测量和仿真信道之间大的差

异（多个延时之间的信道系数是不相关的）。在天线单元之间引入空间相关性一定会使信道模型接近于测量得到的信道，但是在宽带信道中，对于不同的延时抽头，其空间相关性也会不同。图 6.50 画出了前 6 个延时抽头的相关系数。每个图中 8×8 个方块值代表 h_{ij}和其他元素的互相关性。



a) 平均信噪比为20dB时对整个带宽的归一化容量



b) 绝对容量或者固定接收功率(20dB)时的比较

图 6.49　不同带宽 1.25MHz、5MHz、20MHz 下 8×8 测量和仿真得到的 MIMO 信道容量互补累积分布函数比较（见参考文献[McBF02b]）

通过模型和测量分别得到的容量曲线在弯曲度上有区别是一种常见、有趣的现象，从它可以看出这样的问题：在模型验证中，应该对各态历经容量还是中断容量进行匹配？

在式（6.35）的近似表达式中，可推导出一些更多的度量，其中的两个度量将分别在 6.7.4 节和 6.7.5 节中讨论。

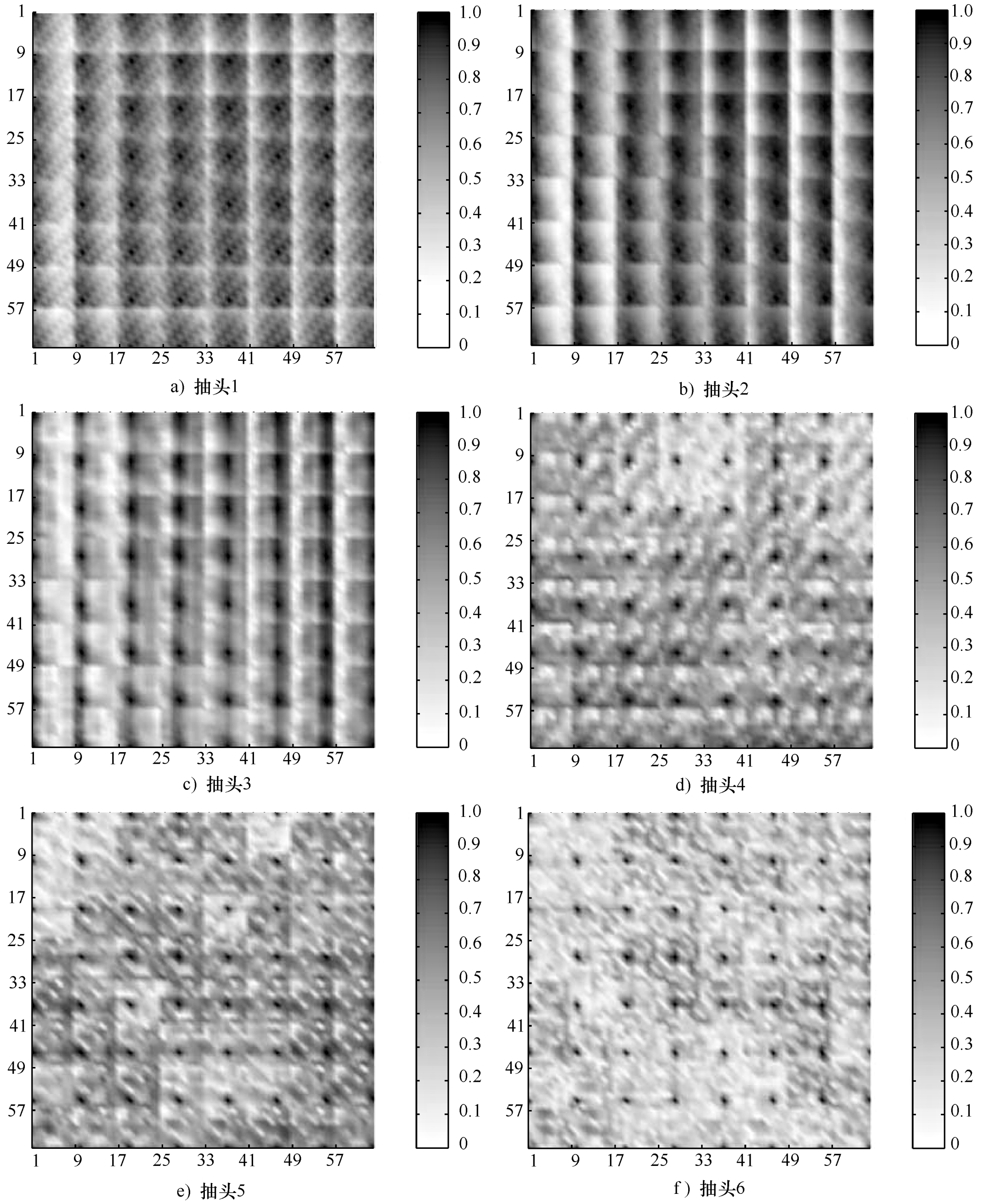


图 6.50　8×8MIMO 信道矩阵 ***H*** 各个元素之间的互相关系数

a)～f) 为冲激响应前 6 个抽头的系数矩阵)（见参考文献［McBF02b］)

6.7.4　多径丰富度和多径构造

尽管很早就认为信道的多径丰富度对于 MIMO 来说是很重要的，但是能够被广泛接受的对信道这一属性的度量是很少的。COST 273 中出现了一些新的概念，其中的一些应用到了窄带模型当中，另外一些同样应用到了宽带模型中。

检验 MIMO 窄带模型的一个最简单的方法是通过 DoD-DoA 联合角度功率谱（Angular Power Spectra，APS）研究一个 MIMO 信道的双向多径构造（见参考文献［Özce04］），它可以利用 Capon 波束成形方法计算，该方法又称为最小方差方法（Minimum Variance Method，MVM）（见参考文献［CaGK67］、［Capo69］）。

$$\boldsymbol{P}_{\mathrm{Capon}}(\varphi_{\mathrm{Rx}},\varphi_{\mathrm{Tx}})=\frac{1}{[\boldsymbol{a}_{\mathrm{Tx}}(\varphi_{\mathrm{Tx}})\otimes\boldsymbol{a}_{\mathrm{Rx}}(\varphi_{\mathrm{Rx}})]^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}_{\mathrm{H}}^{-1}[\boldsymbol{a}_{\mathrm{Tx}}(\varphi_{\mathrm{Tx}})\otimes\boldsymbol{a}_{\mathrm{Rx}}(\varphi_{\mathrm{Rx}})]}\tag{6.41}$$

将导向向量 $\boldsymbol{a}_{\mathrm{Tx}}(\varphi_{\mathrm{Tx}})$ 向着 φ_{Tx} 方向、$\boldsymbol{a}_{\mathrm{Rx}}(\varphi_{\mathrm{Rx}})$ 自 φ_{Rx} 方向进行归一化。由一维 Capon 波束成形法计算出单边边际谱（DoD、DoA）：

$$\boldsymbol{P}_{\mathrm{DoD,Capon}}(\varphi_{\mathrm{Tx}})=\frac{1}{\boldsymbol{a}_{\mathrm{Tx}}^{\mathrm{H}}(\varphi_{\mathrm{Tx}})\boldsymbol{R}_{\mathrm{Tx}}^{-1}\boldsymbol{a}_{\mathrm{Tx}}(\varphi_{\mathrm{Tx}})}\tag{6.42}$$

$$\boldsymbol{P}_{\mathrm{DoA,Capon}}(\varphi_{\mathrm{Rx}})=\frac{1}{\boldsymbol{a}_{\mathrm{Rx}}^{\mathrm{H}}(\varphi_{\mathrm{Rx}})\boldsymbol{R}_{\mathrm{Rx}}^{-1}\boldsymbol{a}_{\mathrm{Rx}}(\varphi_{\mathrm{Rx}})}\tag{6.43}$$

6.5 节有对 8×8MIMO 模型进行验证和分析的一个举例应用。

为了找到包含单数容量附加信息的 MIMO 信道多径丰富度度量，Andersen（见参考文献［Ande04］）在大信噪比或者大特征值的限制条件下建立了容量等式［见式(6.35)］（消去了“1”对于 $\boldsymbol{I}$ 的影响）。得到的丰富度曲线（向量）定义为特征值的对数和：

$$R(k)=\sum_{i=1}^{k}(\log_2(\lambda_i))\tag{6.44}$$

去掉根据信噪比可以很容易计算出的常数项，容量便等于丰富度了。无论发射机处在哪一端，丰富度都是相同的。对特征值进行降序排列。图 6.51 为在奥尔堡大学不同的室内环境中使用 16×32 阵列的测量举例应用。因此可见丰富度定义似乎是不同环境和 MIMO 阵列对照比较的一个有用工具。图中画出了仅在整数特征值处定义的丰富度的曲线。

由于矩阵可以表示为延时的函数，因此将此定义扩展至宽带情况下，并且在固定位置处估计出作为延时函数的丰富度。在图 6.52 表示的测量例子中，在延时较大情况下，丰富度会增加。

参考文献［GiCo04］中详细叙述了一种完全不同的多径丰富度度量。它是基于到达信号的角度 ρ_φ 和时间密度 ρ_τ，且这两个量在宏蜂窝和微蜂窝环境中差别非常大。一定要注意 ρ_φ 和 ρ_τ 相反地反映出丰富度的情况。用下式进行定量的丰富度测量：

$$\omega_{\mathrm{DCIR}}[\mathrm{rad}/\mu\mathrm{s}]=\frac{\rho_\tau}{\rho_\phi}=\frac{\sigma_{\phi,\mathrm{NarrowBand(NB)}}[\mathrm{rad}]}{\sigma_\tau[\mu\mathrm{s}]}\tag{6.45}$$

单位为 rad/μs（考虑到它的维数，将 ω_{DCIR} 也叫做多径频率）。$\sigma_{\phi,\mathrm{NB}}$ 为接收端处的窄带均方根角度扩展。定义式（6.45）似乎矛盾地说明了时延扩展越小，多径丰富度就会越

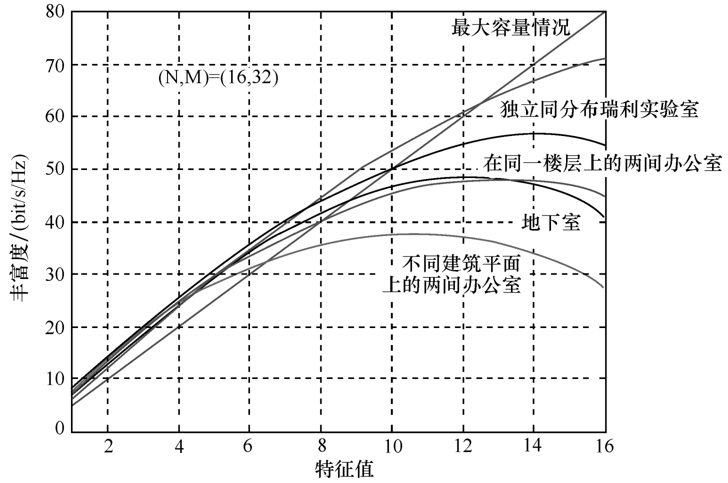


图6.51　16×32MIMO信道在不同环境下的丰富度，包括独立同分布瑞利和相同特征值时的最大容量情况，实验环境为：实验室（拥有全部的实验设备）、一个很空的地下室房间、在不同建筑平面上的两间办公室之间组成的链路、在同一楼层上的两间办公室之间组成的链路（从信号峰值处-30dB之下的信号都忽略不计）（见参考文献［Ande04］）

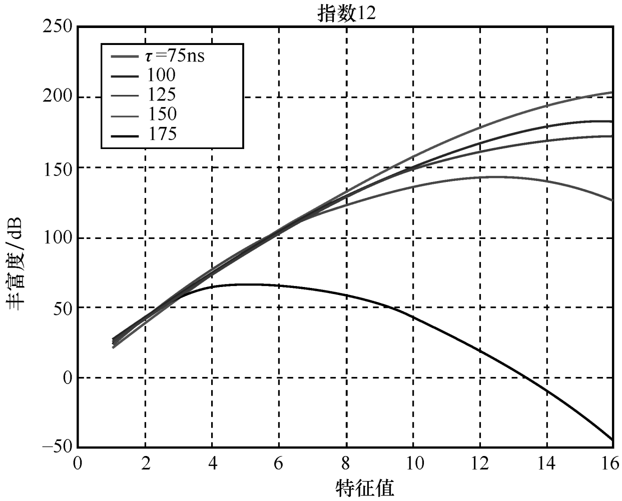


图6.52　在不同建筑平面上的两间办公室之间组成的链路丰富度，它是关于延时的函数（见参考文献［Ande04］）

大。而我们期待出现相反的情况。但是ω_{DCIR}是单位时间内的平均量，并且时延扩展越大，暗示了更多时间单元内的相对角分量，同时反映出了较高的多径丰富度。如果在较小的时间段内、时延扩展较小的情况下到达相同的重要角分量，那么同时在角度和时间域中，ω_{DCIR}增加则反映出了高的多径丰富度。由式（6.45）得出的信道多径丰富度会对波束成形和干扰抑制都产生影响。

参考文献［Egge03］试图将角度色散和时间色散与单个度量联系起来。结果是具有探索性的：

$$\Lambda_{\text{MIMO}} = \frac{\Lambda_{\text{joint}} + \Lambda_{\tau}}{2} \in [0 \cdots 1] \tag{6.46}$$

为了表示并行信道的随机性或者双重散射丰富度支持，它给出了最简洁的环境描述。Λ_{τ} 是关于归一化的平均时延 τ_{norm} 的量：

$$\Lambda_{\tau} = \sqrt{1 - \tau_{\text{inv}}^2} \in [0 \cdots 1] \tag{6.47}$$

其中，τ_{inv} 可表示为

$$\Lambda_{\text{inv}} = 1/\tau_{\text{norm}} = \tau_0/\bar{\tau} \tag{6.48}$$

通过这样的方式构造时延扩展似乎很奇怪。这并没能暗示时间色散程度，即在与频率选择性衰落相关的一般情况下，仅仅说明了相对直射路径（LoS）的散射簇偏移，由此而暗示了平均路径偏移以及发射端和接收端之间散射区域的中心存在的可能性。该度量的角度量 Λ_{joint} 是基于双向环境函数的并且与从收、发两端来看散射体联合分布的中心偏离度的探索性描述相关。收、发两端中，当 $\Lambda_{\text{joint}} = 1$ 时，两端信号全分散，当 $\Lambda_{\text{joint}} = 0$ 时，在一端信号全分散，另外一端信号定向，当 $\Lambda_{\text{joint}} = \sqrt{-1}$ 时，两端信号都定向。其中后一种情况是在信道为非平行的情况，也就是钥匙孔信道实现。因此，虚数值暗示了信道的平行性较差和分集增益较低，0 值说明了仍然可以获得分集增益，1 值说明能够获得的分集增益是最多的。6.7.6 节对于分集做出了详细说明。

6.7.5　空间相关性

MIMO 建模中，空间相关性是波形传播的输出参数，同时也是容量计算的输入参数。空间相关性很早是用来减少 MIMO 系统的容量增益的，因此相关性在模型验证中应该作为重要的量。

1. 几个相关系数

首先，能够清楚地区分几种相关性度量是十分重要的，即复相关性、包络相关性以及功率相关性，因为现在的一些文献在描述 MIMO 信道特性时，关于到底使用哪一个相关系数常常出现混淆。第二，相关性的种类有待澄清。在接收端、发送端或者链路中，天线单元处的信号之间会具有相关性。应该特别关注一种特殊的横穿链路的相关性，称作“对角”相关性，因为它可能提供比独立同分布信道情况下更高的信道容量，如下所述。参考文献［KCVW03］对相关性系数做了澄清。令 u、v 为两个复变量，比如复基带下的天线信号。复相关系统定义为

$$\rho_{\text{complex}}(u,v) = \frac{E[uv^*] - E[u]E[v^*]}{\sqrt{E[|u|^2 - (|E[u]|)^2]E[|v|^2 - (|E[v]|)^2]}} \tag{6.49}$$

包络相关系数定义为

$$\rho_{\text{env}}(c,d) = \frac{E[cd] - E[c]E[d]}{\sqrt{E[c^2 - (E[c])^2]E[d^2 - (E[d])^2]}} \tag{6.50}$$

其中 $c = |u|$，$d = |v|$。功率相关系数定义：

$$\rho_{\text{power}}(f,g)=\frac{E[fg]-E[f]E[g]}{\sqrt{E[f^2-(E[f])^2]E[g^2-(E[g])^2]}} \tag{6.51}$$

其中$f=|u|^2$，$g=|v|^2$。

复相关系数是复数，而包络相关系数和功率相关系数是实数。但是，它们的绝对值均小于1。对于高斯随机变量来说（见参考文献［LaZo96］），可以进行如下的近似：

$$\rho_{\text{env}}\approx\rho_{\text{power}} \tag{6.52}$$

$$\rho_{\text{power}}\approx|\rho_{\text{complex}}| \tag{6.53}$$

在 MIMO 系统中，受关注的量是信道容量和影响最终结果的变量相位，其中复相关系数是最受关注的（MIMO 系统中，转移矩阵 $\boldsymbol{H}$ 的元素 h_{ij}是复随机变量）。

2. 对各相关矩阵进行比较

空间相关性是由传播环境和阵列结构通过到达阵列的多径信号功率角分布、单元类型以及间距共同决定的。虽然阵列结构可控，天线阵列单元的空间相关性是关于阵列所处的特殊环境的函数并且已经成为众多在单阵列系统中的研究的主题。

各种度量可用于通过模型和测量得到的相关性数据的比较当中。使用参考文献［YBOM01］中所述的方法，定义估计相关矩阵 $\hat{\boldsymbol{R}}$ 和信道相关矩阵 $\boldsymbol{R}_{\text{H}}$ 之间的差值或者误差为

$$\boldsymbol{\psi}(\boldsymbol{X},\ \boldsymbol{Y})=\frac{\|\boldsymbol{X}-\boldsymbol{Y}\|_{\text{F}}}{\|\boldsymbol{X}\|_{\text{F}}} \tag{6.54}$$

可以将 $\boldsymbol{\psi}(\boldsymbol{X},\ \boldsymbol{Y})$ 看作通过使用简化模型比如 $\hat{\boldsymbol{R}}$ 做出的初始假设的有效性指示。

Herdin（见参考文献［HCÖB05］）最近提出另外一种相关矩阵的距离度量方法。为了获得在两个相关矩阵是完全相同的（标量因子除外）情况下值为0，在两者差异最大的情况下值为1 的度量，定义相关矩阵 $\boldsymbol{R}$ 和 $\hat{\boldsymbol{R}}$ 的距离为

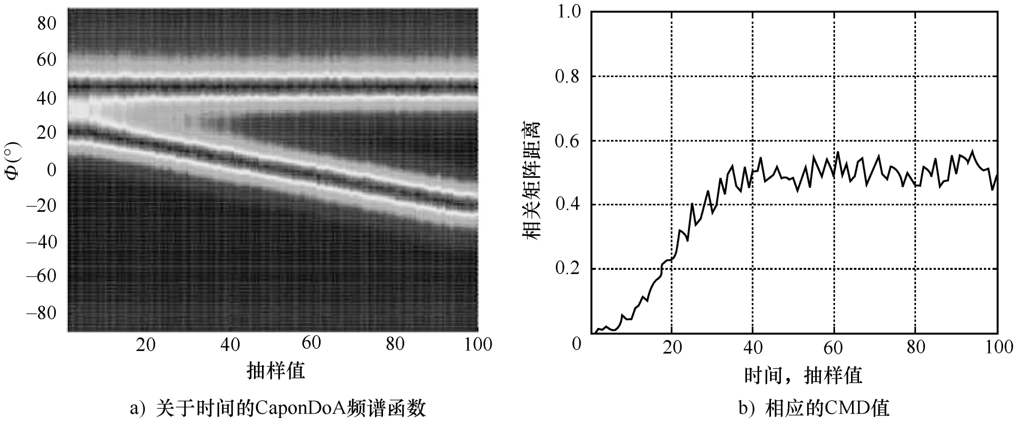
$$d_{\text{corr}}=1-\frac{\text{tr}\{\boldsymbol{R}\hat{\boldsymbol{R}}\}}{\|\boldsymbol{R}\|_{\text{F}}\|\hat{\boldsymbol{R}}\|_{\text{F}}} \tag{6.55}$$

在这里，tr{} 表示矩阵的迹，而$\|\cdot\|_{\text{F}}$ 表示矩阵的 Frobenius 范数。可以很容易地通过另外一种形式理解该度量的含义：

$$d_{\text{corr}}=1-\frac{\langle \text{vec}\{\boldsymbol{R}\},\ \text{vec}\{\hat{\boldsymbol{R}}\}\rangle}{\|\text{vec}\{\boldsymbol{R}\}\|_{\text{F}}\|\text{vec}\{\hat{\boldsymbol{R}}\}\|_{\text{F}}} \tag{6.56}$$

分别对通过测量和模型得到的相关矩阵进行 vec 运算，计算两个向量的内积，则约束最小化设计（Constrained Minimisation Design，CMD）与该内积直接相关。如果相关矩阵相同，CMD 为0，相关矩阵之间差异越大，CMD 值也越大。最终当差异达到最大时，CMD 值变为1。如图 6.53 所示在拥有两种不同传播方向、综合的时变传播环境下的 CMD 值，计算在每一时刻各自的相关矩阵并且将其分别与第一时刻的矩阵进行比较。仅当一半环境改变时，CMD 值精确反映了开始和结束时刻的相关性差异（CMD =0.5）。

CMD 的优点在于它能够度量矩阵构造上的差异，以及改变像所使用的特征模的数目之类的功率或者系统参数值之间独立性。使用了后者的度量将在 6.7.7 节中讨论。



a) 关于时间的CaponDoA频谱函数　　b) 相应的CMD值

图 6.53　综合的时变传播环境下的相关矩阵距离 d_{corr}（见参考文献［Herd04］）

3. 具有交叉链路相关性信道的容量度量

一个新的对交叉链路相关性的度量由对相关信道的各态历经容量的近似演化而来（见参考文献［OePa04］，该度量归类在上面的模型目录（iii）之下。在这里对模型验证使用相反的方法：用简单几何分布模型来验证新度量的有效性。依据式（6.35），度量表示为（$\overline{C}\equiv C_{\mathrm{erg}}$）：

$$\overline{C}\approx\overline{C}_w+\log_2\left[\frac{\overline{k}}{\overline{k}_w}\right] \tag{6.57}$$

其中下标 w 表示不相关的情况，行列式$\overline{k}$定义为

$$\overline{k}=E\{\det[\boldsymbol{I}_{n\mathrm{R}}+\frac{\rho}{n_{\mathrm{T}}}\boldsymbol{H}\boldsymbol{H}^{\mathrm{H}}]\} \tag{6.58}$$

由 $\log_2$ 是单调函数可知，在该度量中$\overline{C}$和 $\log_2\overline{k}$的作用是相似的。$\overline{C}_w$和$\overline{k}_w$用来消除由于对行列式求期望以及 $\log_2$ 操作引入的固定偏差。容量$\overline{C}_w$的解析表达式在很多文献中常常可见，并且通过一次蒙特卡罗仿真即可得到。另外，$\overline{k}$与完全相关矩阵 $\boldsymbol{R}_{\mathrm{full}}$唯一相关［如式（6.34）所示］。

对所谓的对角相关的 2×2MIMO 信道矩阵求行列式，根据结果可以得出这样惊人的结论：独立衰落并不能使各态历经容量最大化（见参考文献［OePa04］）。因此空间相关性是一个令人迷惑的量，而且它确实能够提供一些非常有趣的度量。

6.7.6　MIMO 信道分集度量

MIMO 信道自相关矩阵 $\boldsymbol{R}_H$ 的特征值 λ_i 描述了独立衰落矩阵值的特征模态的平均功率（见参考文献［Weic03］）。信道所提供的分集度由特征值分布决定，而捕捉到其完全分布信息是十分困难的。一个有用的适用于瑞利衰落 MIMO 系统的单数度量，即所谓分集度 $\psi(\boldsymbol{R}_H)$，在文献［IvNo03］中可以看到：

$$\boldsymbol{\psi}(\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{H}}) = \left(\frac{\operatorname{tr}\{\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{H}}\}}{\|\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{H}}\|_{\mathrm{F}}}\right)^2 \tag{6.59}$$

值得注意的是，由于以下矩阵可以表示为（见参考文献［OzCB05］）：

$$\operatorname{tr}\{\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{H}}\} = \sum_{i=1}^{K} \lambda_i \text{以及} \|\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{H}}\|_{\mathrm{F}} = \sqrt{\sum_{i=1}^{K} \lambda_i^2} \tag{6.60}$$

因此式（6.59）可以用特征值等效表示为

$$\boldsymbol{\psi}(\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{H}}) = \frac{\left(\sum_{i=1}^{K} \lambda_i\right)^2}{\sum_{i=1}^{K} \lambda_i^2} \tag{6.61}$$

显然，特征值分布越集中，分集度的越值大，这是所期望的情况。

6.7.7 波束成形度量

F 特征值比是一种利用有限数目的相关矩阵特征值来描述 MIMO 信道的量（见参考文献［ViHU02］）。特别的是，它体现了由于相关矩阵 $\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{H}}$ 变化引起的 MIMO 波束成形方法性能的下降。因此，它是基于特征值统计量的另外一种度量。对于 MIMO 来说，相关矩阵的特征值分解可以表示为

$$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{H}} = \boldsymbol{W} \cdot \boldsymbol{\Lambda} \cdot \boldsymbol{W}^{\mathrm{H}} \tag{6.62}$$

其中，$\boldsymbol{W}$ 包含所有的特征向量。定义 $\boldsymbol{W}$ 的缩减版为 $\boldsymbol{W}_F$，它包含了 $\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{H}}$ 的 F 个最大特征矢量。$\boldsymbol{W}_F$是用于对 $\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{H}}$ 进行降阶近似处理的：

$$\boldsymbol{\Lambda}_F = \boldsymbol{W}_F^{\mathrm{H}} \cdot \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{H}} \cdot \boldsymbol{W}_F \tag{6.63}$$

是以 F 个最大特征矢量作为元素的对角矩阵。如果用之前的估计量 $\hat{\boldsymbol{W}}_F$代替 $\boldsymbol{W}_F$对 $\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{H}}$ 进行降阶近似处理，我们得到：

$$\boldsymbol{R}_{\hat{\boldsymbol{W}}_F} = \hat{\boldsymbol{W}}_F^{\mathrm{H}} \cdot \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{H}} \cdot \hat{\boldsymbol{W}}_F \tag{6.64}$$

这通常不是一个对角矩阵。矩阵 $\boldsymbol{\Lambda}_F$ 和 $\boldsymbol{R}_{\hat{\boldsymbol{W}}_F}$的迹是一种将采集到的功率用于对矩阵 $\boldsymbol{W}$ 和 $\hat{\boldsymbol{W}}$ 降阶变形的量。因此，迹的元素提供了用 $\hat{\boldsymbol{R}}$ 代替 $\boldsymbol{R}$ 时的功率信息。将 F 特征值比定义为

$$q_{\mathrm{eigen}}^{(F)} = \frac{\operatorname{tr}\{\boldsymbol{R}_{\hat{\boldsymbol{W}}_F}\}}{\operatorname{tr}\{\boldsymbol{\Lambda}_F\}} = \frac{\sum_{k=1}^{Ka} \sum_{f=1}^{F} \lambda_k \cdot |\vec{w}_k^{\mathrm{H}} \cdot \hat{\vec{w}}_f|^2}{\sum_{f=1}^{F} \lambda_k} \tag{6.65}$$

其中第二项是用元素解释的表达式，$|\vec{w}_k^{\mathrm{H}} \cdot \hat{\vec{w}}_f|$项表示二者特征基的不匹配情况。

阵列增益度量在用一种直接的方式比较不同的天线阵列、MIMO 信道模型和系统时起着非常重要的作用。平均等效链路增益（Mean Effective Link Gain，MELG）和功率传输增益（Power Transmission Gain，PTG）的含义在文献［SSKV04］和［WaWi04］中进行了说明。例如，通过比较 MIMO 系统在同一信道中使用不同天线阵列的功率传输增益，可以得出与功率相关的阵列性能（对照 6.4 节）。

6.7.8 混合度量

到目前为止，所有的讨论都集中在信道模型上。COST 273 中的传播模型已经得到

了验证。一个较为关注的问题是如何适当地表示在 MIMO 传播模型中的极化波形和交叉极化鉴别。一些研究在室内环境（见参考文献［KCVW03］）以及混响室（见参考文献［DDLD04］）中将双向极化模型与容量（固定无线链路当中的容量）相联系（见参考文献［OeEP04］），从而证明它们的合理性。令人惊奇的是，正交极化会降低平均信号级，但是同样减小了特征值衰减（见参考文献［SSKV04］）。这个现象根据测量获得的数据得到了证实。而 MIMO 信道模型中使用的交叉极化天线产生的影响要待进一步的实验验证。

传播模型的实验验证中要使用了一个有趣的概念，叫做多径分量累积（Multipath Component Cumulative power，MCC）功率（见参考文献［ZeST04］），它代表为达到总功率的 95%（或其他门限值）所需要的 MCP 的数目。

6.8 节所述是关于 COST 273 的 MIMO 信道模型。该模型包含新的概念、最近的测量值以及推导出来的模型参数，但是对其做出整体验证的论文却很少。一个很关键的概念叫做基于几何的随机建模（Geometry-Based Stochastic Modelling）原理（（见参考文献［Moli04a］）中的例子）：作为对 MIMO 的延伸，通过 COST 259 中建模方法（此建模方法已经得到充足的验证）的双重散射和极化，已经得到了发展（见参考文献［HoSt04］）。首次验证得到了关于 4×4MIMO 信道衰落统计结果和容量累积分布函数的支持性结果，如图 6.54 所示。

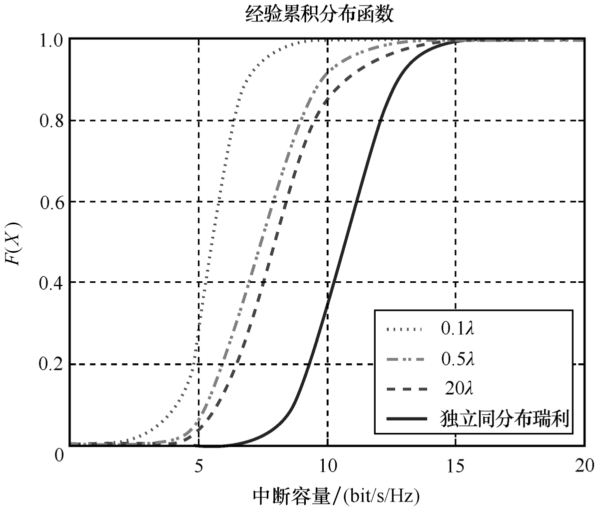


图 6.54　COST 259 的 GSCM 信道模型作为对 MIMO 的延伸：在信噪比为 10dB 时的 4×4 信道容量累积分布函数（见参考文献［HoSt04］）

总之，最近众多文献中出现了许多 MIMO 信道模型，在严格地验证这些模型上却做出了很少的努力。这其中，COST 273 走在了实验验证的前列，并且产生了许多有待应用的关于新度量的观点。为了推进这样的发展，MIMO 模型的研究人员利用其他工作组的测量数据，将目标集中在模型的交叉验证上是十分有益的。

6.8 COST 273MIMO 信道模型

6.8.1 引言

为了进行无线系统的开发、仿真以及测试，我们有必要了解在发射机和接收机之间的无线传播信道。对信道进行充分描述所需要的信息量取决于所分析的系统。窄带系统需要足够的信道特征描述，而对宽带系统则需要关于延时色散（脉冲响应）的描述，智能天线需要链路一端（通常是基站端）入射辐射的方向信息。对于这些所有的情况，之前COST议案已经做出了重要的贡献，并且目前在世界上得到广泛使用：COST 231将著名Okumura-Hata模型从信道衰减延伸至频率范围并从感兴趣的环境延伸至现代蜂窝系统；COST 207将模型延伸至宏蜂窝中的延时色散；这些模型都有助于GSM系统的发展。COST 259最终推导出一个关于宏蜂窝、微蜂窝和微微蜂窝中的方向特征的模型。将此方法与衰减和延时色散描述融合在一起，该描述相比于之前的模型更为常见。

尽管有这些重要的先前工作，但是对于MIMO系统而言，还是缺少公认的信道模型。3GPPP标准化工作组提出了一种目前用于在第三代蜂窝系统中选择MIMO方式的模型，而对于该模型的描述则限制在少量、最受关注的用于蜂窝通信的环境中，并且空出了可用于固定无线接入和无线局域网的重要区域；另外，对该模型做出了一些简化从而限制了它的一般性应用，而这些简化在系统仿真的情况下是有帮助的。COST 273因此决定提出一种新的、一般化的MIMO系统信道模型，该项行动由COST 273的2.1工作组完成。本节将讨论其研究结果。注意，此模型的建立是基于在COST 273中开发出的测量和建模方法以及公开文献中的结果。而在本节中我们仅参考以上这些方法和结果的其中一种；COST 273中更具体的测量过程在其他小节中可以看到。由于篇幅限制，文章的描述较为简洁。

6.8.2 考虑的环境

首先第一步，必须确定用于实现参数化的环境。用（*）标记的是用于系统测试的规定的环境，而其他的是可选择的。

1. 宏蜂窝

宏蜂窝环境通常定义为将基站设在高于周围建筑的位置处的环境。它是蜂窝应用最传统的环境。

1）市中心的小的宏蜂窝（*）：描述的是建筑物较多且密集分布的区域（尽管主要建筑物附近的公园和空旷地也属于此类），并且街道宽度明显小于楼层的高度。在这种“标准”的环境中，建筑物的结构也是相类似的。高于其他大多数建筑物的高层建筑则会构成“闹区”环境。

2）市区中大的宏蜂窝（*）：这种环境与上面的相似，所不同的是，基站位置远远高于建筑物的高度。

3）郊区环境：此环境的特点是建筑物密度和高度较低（通常有1~3层，周围有

空旷地)。

4）固定无线接入：此环境与市区环境类似，不同之处在于移动台处在室外，并且所处高度高于市区环境。由于移动台位置是固定的，需要对信道的时变性做出描述。

5）室外到室内的市区环境（*）：此环境与市中心处小的宏蜂窝环境相似，但是移动台处在室内非视距的环境下，其所在的高度（高于街道标高）比标准的市区环境高。

6）室外到室内的郊区环境：与郊区环境相同，但是移动台处在室内非视距的环境下。

这些可选择的环境情况也是有可能出现的，特别在乡村和丘陵/山区环境中会出现。由于它们对于高数据传输速率具有相对较低的重要性，因此，该模型并没有包含这些环境。

2. 微蜂窝

微蜂窝环境定义为在室外条件下，基站高度处于或低于周围房屋屋顶高度的环境，而移动台可以处在室内或者室外。屋顶高度处的基站有时称作“微小区”，但是它是涵盖在微蜂窝的概念当中的。

1）市中心（*）：定义与市区环境相似。密集建筑物群会导致沿着高楼间的街道出现波导效应这一重要的现象。高楼间的街道和过街人行横道都属于此类环境。

2）闹市中心：此类环境与市中心环境类似，但是在其中聚集了一些高层建筑物，这些建筑物起到远端输入输出的作用。

3）空旷地：此类环境的特点是具有很大的高楼环绕的空地（如公园、广场）。体育场和相似的环境也包括在这类环境当中。

4）基站在室外—用户在室内：此类环境与市中心环境相同，但是移动台位于室内，处在较高的高度处（在较高的楼层高度处）。

5）对等环境：在这种环境中不存在基站，而两个移动台相互通信，它们的高度均为街道标高。

3. 微微蜂窝

1）大厅：此类环境是具有多种用途的大的封闭空间，比如火车站、机场大厅和工厂大厅。这样的大厅（没有内墙）面积应该少则为 100m^2，多至几万 m^2。

2）隧道：此环境包括铁路、地铁隧道、汽车隧道以及矿井。

3）视距走廊：此类环境涵盖的移动台和基站均处在走廊中，并且两者之间存在直射路径的情况。

4）非视距走廊：此类环境涵盖的基站处在走廊中，而移动台可以处在走廊的其他地方（没有直射路径），或者在与走廊相邻的房间中的情况。

5）视距办公室：指移动台和基站之间有直射路径的办公室（涵盖大厅中的小隔间和走廊上一些独立办公室）。视距的必要条件（非必需）是移动台和基站都处在同一个办公室当中；只有在较大的办公室中才会出现大的视距距离（其中的典型环境是小隔间类型的环境）。注意，办公大楼是指混凝土/钢筋/玻璃建筑，其形状和规模不同于住宅环境。办公环境是依据建筑结构定义的，而不是根据其用途（仍然将设置在住宅建

筑内的办公室视作居民环境）。

6）非视距办公室：该环境中移动台和基站之间没有直射路径，两者可以处在同一间内部有桌子或计算机等障碍物的办公室中，也可以处在不同的办公室里。

7）视距家庭环境：此类环境指拥有相对较小的房间住宅环境（面积小于 $30m^2$，典型情况是在砖/石灰/木制结构的建筑中为 $10m^2$ 左右）。发射机和接收机之间有直射路径。

8）非视距家庭环境：移动台和基站之间没有直射路径的居民环境。链路的两个终端可以处在相同或不同的房间中。

4. Ad hoc 网络

Ad hoc 网络环境具有以下特点：所有的接收机大约处在相同的高度；所有的接收机具有移动性，即被放在新的位置之前，在一段时间内会静止不动。

1）视距办公室/住宅环境：指的是在“微微蜂窝”这一节中定义的办公室或住宅视距环境中的 Ad hoc 网络环境。

2）非视距办公室/住宅环境：指的是在“微微蜂窝”这一节中定义的办公室或住宅非视距环境中的 Ad hoc 网络环境。

3）大厅：指的是在“微微蜂窝”这一节中定义的大厅环境中的 Ad hoc 网络环境。

6.8.3 一般信道模型

在这一节当中，我们描述一般信道模型，该模型可用于产生双向脉冲响应（Double Directional Impulse Response，DDIR），这是信道建模的最终目标。从这些双向脉冲响应中，仅仅需要明确天线配置以及链路两端天线单元的模式就可以得出任意的天线结构下的传输函数矩阵。参考文献［Moli04b］中讨论了如何获得传输函数矩阵；在参考文献［CCGH］中给出了一项标准天线结构的建议。

COST 273 模型是在各种类型的环境下使用的一般信道模型。这是与 COST 259 模型很重要的一项区别。COST 259 模型是在宏蜂窝、微蜂窝以及微微蜂窝中使用不同的通用模型。这是它与 COST 273 模型之间的一个很大的区别，可能不会产生最精确的模型结构，但它是一种对现实实现很好的简化。现实实现的许多方面都与 COST 259 模型中的宏蜂窝模型相似，如文献［StMo01］所描述，更详细的描述见文献［MAHS05a］和［AGMP05］。

该模型能够区分外部参数和随机参数，外部参数对于一次仿真运行是固定的，描述了仿真环境，也参与了随机脉冲响应的参数化，而随机参数是依据某个在不同环境中参数化了的概率密度函数选择出来的。

1. 外部参数

如上所述，外部参数是在一次仿真运行中保持固定的参数。它们可能会根据仿真的系统以及地域（比如在北欧和日本，市中心的平均屋顶高度是不相同的）而改变。

（1）所有环境中的外部参数

以下参数在所有的环境中使用：

f_c（载波频率［Hz］）：对大多数蜂窝应用，载波频率在 2GHz 频带处，对于微微蜂窝和 Ad hoc 应用（无线局域网等），在 5GHz 频带处的载波频率更常见。

h_{BS}（基站高度［m］）：对于宏蜂窝和微蜂窝环境，高度指的是高于地面的高度。对于微微蜂窝，它表示从移动台所在地面往上的高度。负高度意味着基站处于比移动台更低的地面。

h_{MT}（移动台高度［m］）：在室外环境下，h_{MT}表示高于街面的高度，当移动台在街道标高处的时候，其典型值为 1.5m。在室外到室内的应用中，h_{MT}会更大。对于微微蜂窝应用，h_{MT}表示从用户所在地面往上的高度，通常总是 1.5m。对于 Ad hoc 应用，移动台的高度为 0.8m（桌面高度）。

$\vec{r}_{BS}$（基站位置［m］）：指坐标系原点到基站的距离。正常情况下，基站是固定的，坐标为（0，0，h_{BS}）。但是，在 Ad hoc 和对等通信的情况下，基站的轨迹可以是规定好的。

$\vec{r}_{MT}$（移动台位置［m］）：该参数描述了仿真运行过程中移动台在蜂窝内移动的轨迹。

天线场景情况（如 4 元素一维阵列）［天线的数目、天线间距、阵列形状］：系统的设计者对天线结构进行了描述，确认所使用的天线数目、天线间距、阵列形状以及天线单元的模式和极化方式 。

天线方向［概率分布函数］：是在描述移动台运动的坐标系中天线方向的概率分布函数。

路径损耗模型［dB/m］：路径损耗是一个依赖移动台和基站距离的外部参数，即 $|\vec{r}_{BS}-\vec{r}_{MT}|$。路径损耗通常由功率损耗（包括一个可能的断点）来描述。不同环境的精确表达公式在 6.8.4 节给出（直接或通过引用）。为了进一步的使用，我们同样将附加路径损耗定义为模型路径损耗和自由空间路径损耗的差值。

（2）宏蜂窝和微蜂窝的附加外部参数

对于宏蜂窝和微蜂窝，有几个参数描述建筑物的结构。当模型需要使用一些标准值时，可以对它们进行调整以适应具体的城市环境。

h_B（平均屋顶高度［m］）：典型市区环境下建议值为 15m，闹区环境下建议值为 30m，郊区环境下建议值为 8m。

w_r（路宽［m］）：典型市区环境下建议值为 15m，闹区环境下建议值为 25m。

w_b（建筑物距离［m］）：典型市区环境下建议值为 25m，闹区环境下建议值为 100m。

Φ_R（相对于直射路径的道路方向［°］）：建议值为 45°。

用这些参数来获得 COST 259 模型的最大兼容性。

（3）微微蜂窝和 Ad hoc 网络的附加外部参数

l_1，l_w（房间大小［m×m］）。住宅环境下建议为 3m×5m；有独立办公室的办公环境下建议为 2m×4m；有小隔间的办公室环境下建议为 10m×10m；大厅环境下建议为 50m×20m。

N_{floor}（移动台和基站之间楼层的数目［整数］）：标准情况下，该值为 0，也就是移动台和基站处在同一楼层。

移动台和基站所在的建筑物对面是否有建筑物［是/否］：默认为是。

2. 随机参数

随机参数描述移动台可能在的不同位置和无线环境。它们的参数化会受外到部参数的影响，如 6.8.4 节中的表格所反映。

依据参考文献［MAHS］中的概念，多径分量以簇的形式到达。总的双向脉冲响应可以写成簇的脉冲响应之和，用公式表示为（见参考文献［AGMP］）

$$P(\tau, \theta_{BS}, \varphi_{BS}, \theta_{MT}, \varphi_{MT}) = P_\tau(\tau) P_\theta^{BS}(\theta_{BS}) P_\varphi^{BS}(\varphi_{BS}) P_\theta^{MT}(\theta_{MT}) P_\varphi^{MT}(\varphi_{MT}) \quad (6.66)$$

注意此模型假设在一个簇内，在移动台和基站处的方位角扩展、仰角扩展和延时扩展是相互独立的。这不是普通的克罗内克模型，假设在移动台和基站处角度统计值相互独立，而在我们这里，独立性是对各个簇而言的。因此，在整体上 DoA 和 DoD 之间仍然能存在有效的耦合。

3. 簇的生成——总论

COST 273 信道模型的重要思想是通过几何方面的考虑对平均角度和簇时延进行建模。而簇内扩展和小规模衰落可以由几何方法或抽头延时线表示法表示。此原理也与 COST 259 模型相似。

关于这一点，区分电磁波经过单次干涉（文献中通常称其为单散射）从发射机传播到接收机的不同情境是很重要的（见参考文献［Corr01］）。单次干涉会在发射机和接收机处产生时延和角度之间的强相关性。对于宏蜂窝环境，单次干涉非常起作用，而在室内环境下时延和角度之间相关性则不存在。为了处理宽波段的情形，COS T273 模型包括了 3 种簇：基站和/或移动台周围的局部簇，包含单次干涉的簇以及允许多输入多输出的双簇。在各种环境中不是所有种类的簇都是必需的。在宏蜂窝环境中，单次干涉簇是主要传播机制，而多次干涉过程在室内环境下占了所到达的大部分辐射能量。该模型最终指定一个“选择参数”K_{sel}，它给出了单次干涉与多次干涉附加簇之比。由于此时没有可供使用的度量，因此在宏蜂窝中令其为 1，微蜂窝中为 0.5，在微微蜂窝为 0。局部簇仅仅体现出单次干涉行为。

4. 簇的生成——局部簇

在移动台周围总是能出现一个簇，而在基站处的局部簇仅仅在某些环境中出现。这些簇分别在移动台或基站处引起较大的角度扩展。对于移动台和基站处局部簇，使用单纯的单散射方法。如下所述，局部簇的大小根据延时扩展和簇内的多径分量分布得到。

5. 可见范围

在参考文献［MAHS05b］中解释了可见范围的概念。每个输入输出的簇与可见范围是相关的。如果移动台处在可见范围内，那么一个簇就是活跃的，且能够对脉冲响应起作用；如果移动台处在可见范围之外，那么簇便不会起作用。可见范围以下面的变量为特征：R_C 为可见范围的大小［m］；L_C 为传输范围的大小［m］。

非活跃簇到活跃簇的平滑转换由通过因子 A_m^2 改变簇的路径增益实现。所使用的转换函数为（见参考文献［MAHS05b］）

$$A_m(\bar{r}_{MT}) = \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi}\arctan\left(\frac{2\sqrt{2}y}{\sqrt{\lambda L_C}}\right) \quad (6.67)$$

其中

$$y = L_C + |\bar{r}_{MT} - \bar{r}_m| - R_C \tag{6.68}$$

式中，$\bar{r}_m$是圆形可见区域的中心；λ 是波长。

另外，可见范围还以其所在位置的概率密度函数为特征，该函数取决于可见范围到基站的距离。为了使簇数目的期望为常数 N_C，可见区域的面密度应为（见参考文献［AGMP05］）

$$\rho_C = \frac{N_C - 1}{\pi(R_C - L_C)^2}[\mathrm{m}^{-2}] \tag{6.69}$$

对位于一个可见区域内的簇的位置进行如下讨论。只要当移动台进入可见区域时，簇的位置就应该是固定的。产生的簇在空间中是固定的，并且它将在可见的条件下一直保持固定。

6. 簇的生成——针对单次干涉簇的几何方法

对于单次干涉的情况，簇的位置用一种几何方法来确定。第一步，簇的可见区域分布在整个小区中。小区内可见区域的数目通常利用这样一种方式来选择，随机放置移动台来得到平均附加簇的数目 N_C。每一个可见区域与一个特定的簇相关。注意，由于使用该方法，蜂窝中簇的总数目会变得非常大，但是在每一个时间点上只有一小部分簇可见（因此需要对其给予考虑以便于计算）。相对于基站位置的簇以及簇中心的位置通过下面的几何方法来确定：从基站到可见区域的中心画一条线，簇的位置将参考这条连接线来确定。到基站的径向距离依据指数分布函数确定：

$$f(r) = \begin{cases} 0 & r < r_{\min} \\ 1/(\sigma_r)\exp(-(r - r_{\min})/\sigma_r) & \text{其他} \end{cases} \tag{6.70}$$

簇中心的角度依据服从标准差为 $\sigma_{\varphi,C}$ 的高斯分布随机画出，这样就固定了簇的位置。时延（在这里假设为最小，虽然不精确）、从基站角度来看的方位角以及从移动台角度来看的方位角可以通过简单的几何关系计算出来。这些值将用于进一步的计算。

7. 簇的生成——角度谱方法

对于多次干涉簇，平均 DoA、DoD 和最小时延以随机实现的方式根据其边缘分布计算出，较大的测量区域被取代。变量是从边缘分布中得到的，这说明延时和角度是相互独立的。但是，我们再一次强调，这样产生的模型并不是克罗内克模型，即角度时延功率谱是不可分离的。

现在考虑更为精确的公式。通过计算一个均匀随机分布数 x，然后计算 $\phi = \mathrm{cdf}_{\mathrm{DOA}}^{-1}(x)$ 来指定簇的 DoA，其中 $\mathrm{cdf}_{\mathrm{DOA}}^{-1}(x)$ 是 DoA 的边缘累积分布函数，并且在较大的区域内对其进行平均（不要与小规模平均角度功率谱混淆）。对 DoD 和簇内时延 τ_C 重复以上步骤。下一步，为该簇指定时延扩展 τ 以及角度扩展 φ_{BS}、φ_{MT}、θ_{BS} 和 θ_{MT}。所指定的时延扩展是移动台和基站距离的函数。DoA-DoA 平面内簇的实现如图 6.55 所示。通过增加一个正交轴可以将其扩展至时延和/或高度域。

8. 簇的生成——针对多次干涉簇的几何方法

在多次干涉的情况下，每一个簇被分解为一个与基站相对应的簇和另一个在移动台处的簇，如图 6.56 所示。由此而能够分别对基站和移动台处的角度色散独立建模。为了限制复杂度，相对应的一对簇就像“双胞胎”一样，具有相同的输入输出分布和长

期的性能。另外，每一个基站簇的输入输出在移动台处都有相对应的一对输入输出。因此，多径分量的总数目就等于输入输出端的数目。一个簇内的输入输出端的分布将在 6. 8. 3 节中讨论。

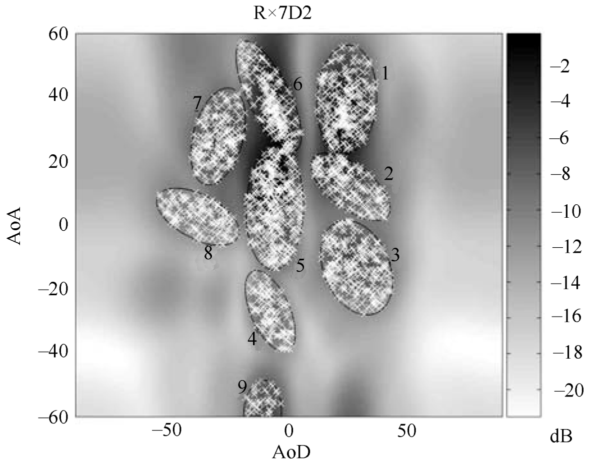


图 6. 55　室内环境下拥有 9 个相同的簇的 DoA- DoD 谱

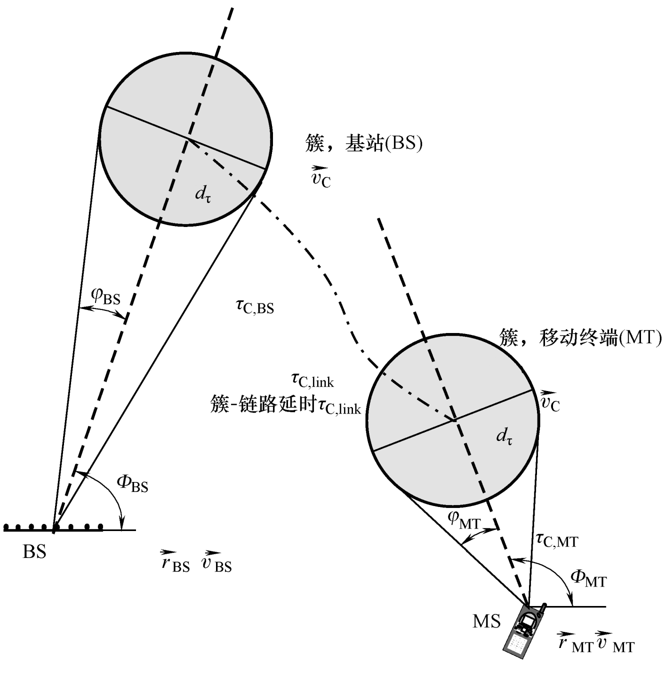


图 6. 56　二维平面下簇的分布

接下来的概念是关于如何根据以上假设对一个簇进行建模。大规模的研究是该模型的主要部分。因此该模型是基于空间中的示意图的。相比于时延-角度平面内的方法，

这个模型是对移动台的运动和簇进行建模的。

第一步，指定基站和移动台的初始位置，如图 6.56 所示。与上面所述的角度扩展方法相同，簇的扩展和方向随机指配。簇到基站/移动台的距离作为随机参数 $d_{C,BS/MT}$ 给出。如果该参数不可用，那么可以使用下面的几何方法。簇在空间中的位置用下面的方法计算：

$$d_{BS/MT}=\frac{d_\tau}{2\tan(\varphi_{BS/MT})} \tag{6.71}$$

其中 $d_\tau=\frac{1}{2}\tau c_0$。这就保证了在 x、y 方向的大小是相同的；但是应该注意参数化不是以物理参量为基础的。同样应该注意的是在讨论扩展和由此得出的簇的大小时，我们通常用 σ-方均根扩展来表示。仿真时簇应该覆盖的面积约为 3σ。图 6.56 展示了二维情况下簇的定义。簇的扩展可以在几何平面（如图中所示）或者时延-角度平面表示出来。从基站和从移动台处看到的簇的位置明显不同。又引入簇-链路延时 $\tau_{C,link}$，从而保证簇的总延时符合场景的定义：

$$\tau_C=\tau_{C,BS}+\tau_{C,link}+\tau_{C,MT} \tag{6.72}$$

有可能簇的总延时出现负值（小于视距情况下的延时）。这种情况是人为造成的，应该通过对簇重新定位予以避免。这种情况主要是在起初簇距离移动台较远，但是后来移动台又靠近簇的时候发生。

簇数目 N_C 的分布函数通过均匀分布的 $N_{C,min}$（对应于移动台附近的干涉产生的簇，可能还有基站附近的簇）加上服用参数为 N_P 的泊松分布的随机变量建立。

$$\mathrm{pdf}(N_C)=N_{C,min}+e^{-N_P}\frac{N_P^{N_C}}{N_C!} \tag{6.73}$$

对于角度谱方法该分布函数用于获得簇的数目。对于几何方法，可以从移动台所处的可见区域的数目立即推断出簇的数目。选择可见区域的密度是为了得到每一种环境下簇的平均数目。

9. 簇的功率模型

每一个簇拥有的功率都是延时（相对于直射路径分量或者准直射路径分量来说）的函数。延时越大，它含有的功率就越小。但是对于簇的衰减是有限制的（如果衰减过大，簇对于脉冲响应没有影响，因此可以将其忽略）。第 m 个簇的功率为

$$P_m=P_0\max\{\exp[-k_\tau(\tau_m-\tau_0)],\exp[-k_\tau(\tau_B-\tau_0)]\} \tag{6.74}$$

式中，k_τ：衰减系数，单位为 dB/μs；τ_0：直射路径分量的时延，单位为 μs；τ_B：截止延时，单位为 μs。

10. 视距情况

在一些环境中对视距情况是进行随机建模的。这种建模方法与簇的可见区域建模非常相似，因此不做详细描述。两者的主要区别在于视距发生的概率随着移动台到基站距离 d_{co}的变化剧烈地减小，截止距离之后变为零。因此，用以下参数来描述该模型：

d_{co}[m]：视距条件下的截止距离。

R_L[m]：视距条件下可见范围的半径。

L_L[m]：对于视距可见范围的传输范围的大小。

视距功率因子（相比于其他所有分量的功率的第一分量的功率）根据视距连接存在与否来改变。不论在哪种情况下都将其建模为服从对数正态分布的随机变量，但是对是否有视距路径和准视距路径的情况，其平均值和方差是不同的。准视距情况描述了一种局部簇服从莱斯衰落的非视距情景，因而对弱视距分量进行建模。这些参数为：

μ_K：视距功率因子的均值

σ_K：视距功率因子的标准差

11. 簇色散

双向延时功率谱（Double Directional Delay Power Spectra，DDDPS）（即双向脉冲响应模的二次方）以各个簇的在一些域中的色散为特征：时延、基站处的角度、基站处的高度。移动台处的角度以及移动台处的高度。

在时延域，使用一个以指数方式衰减的功率延时分布。指数分布以衰减常数 σ_τ 为特点，该常数等于常见的方均根时延扩展：

$$P_\tau(\tau)=\frac{1}{\sigma_\tau}e^{-(\tau-\tau_m)/\sigma_\tau} \tag{6.75}$$

时延扩展本身是一个服从均值为 $m_{S\tau}$(ns)、标准差为 $S_{S\tau}$(dB) 的对数正态分布的随机变量。应该注意的是均值是随着基站与移动台距离的增加而变大（见参考文献[GEYC97]），这是由于：

$$m_{S\tau}=\tilde{m}_{S\tau}d^{-\varepsilon} \tag{6.76}$$

在参考文献［Corr01］中，$\varepsilon=0.5$ 与一些环境的测量数据相符；而由于缺少任何其他（与之相矛盾）数据，所以对于所有环境都将其作为默认值。对于基站处的角度色散，使用拉普拉斯功率谱来表示：

$$P_\varphi(\varphi)=\frac{1}{\sigma_\varphi\sqrt{2}}e^{-\sqrt{2}|\varphi-\varphi_m|/\sigma_\varphi} \tag{6.77}$$

其中，角度扩展 σ_φ 是一个服从均值为 $m_{S\varphi}$(°)、标准差为 $S_{S\varphi}$(dB) 的对数正态分布的随机变量。相似地高度功率谱函数表示为

$$P_\theta(\theta)=\frac{1}{\sigma_\theta\sqrt{2}}e^{-\sqrt{2}|\theta-\theta_m|/\sigma_\varphi} \tag{6.78}$$

其中，仰角扩展 σ_θ 是一个服从均值为 m_{S_θ}(°)、标准差为 S_{S_θ}(dB) 的对数正态分布的随机变量。

对于移动台，同样定义了角度参数。值得注意的是这些参数可能取决于簇延时。例如，对较早到达的分量（宏蜂窝中屋顶上方）和较晚到达的分量（沿着高楼间的街道）来说，其仰角扩展通常是不同的。同样，在某些环境中，对高度谱的拉普拉斯描述并不是最优的。

对模型的几何实现，在理论上将延时角度分布映射到输入输出分布上是可能的（见参考文献［MoLK98］）。在实际实现当中，没有必要求出精确的分布。参考文献［LaMB98］给出了单输入输出簇的大概的输入输出分布。对于双胞胎簇，输入输出使用截断高斯分布是可取的（在簇很小的时（$\theta_{RMS}<14°$）），该分布在角度域与冯·米塞斯

分布相关（见参考文献［Fleu00］）。因此空间中的输入输出分布可依据下面的概率密度函数得出（这里是一维表达式）：

$$P_x(x)=\begin{cases}\dfrac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x^2}}e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\mu_x}{\sigma_x}\right)^2}, & 当|x|\leqslant x_T\\ 0, & 当|x|>x_T\end{cases} \tag{6.79}$$

式中，x_T 表示截断值。

选择 $x_T=3\sigma_x$，从而确保几何整个高斯分布都在簇的范围内。由于定义簇在二维平面的大小为圆形、且在基站和移动台侧均相同，因此基站和移动台侧的簇可以使用同样的相对位置。为了修正独立的仰角扩展，通过除以基站侧的高度，将移动台处簇的输入输出高度修改为 $h_{C,MT}/h_{C,BS}$。$h_{BS/MT}$表示簇的高度，用公式表示为

$$h_{C,BS/MT}=d_{BS/MT}\tan(\theta_{BS/MT}) \tag{6.80}$$

对于一个呈指数分布的功率时延谱，必须在基站和移动台处对簇进行旋转，使得它朝向基站，背对移动台，数学表达式见表 6.6。多径分量的功率具有服从莱斯分布函数的特点：

$$\mathrm{pdf}(r)=\frac{r}{\sigma_K^2}\exp\left(-\frac{r^2+A_K^2}{2\sigma_K^2}\right)I_0\left(\frac{rA_K}{\sigma_K^2}\right) \tag{6.81}$$

式中，$I_0(x)$ 表示零阶第一类修正贝塞尔函数；A_K 是视距分量的幅度；σ_K 是散射分量的方差。

莱斯因子为 $A_K^2/2\sigma_K^2$，且与环境相关。

表 6.6　多次干涉簇的实现

参　　数	表 示 式	计 算 式
基站/移动台位置	$\vec{r}_{BS}$，$\vec{r}_{MT}$	
移动台/基站速度	$\vec{v}_{BS}$，$\vec{v}_{MT}$	
簇的角度	θ_{BS}，φ_{BS}，θ_{MT}，φ_{MT}	$P_\theta(\theta)$，$P_\varphi(\varphi)$，$P_{\theta'}(\theta',\tau)$，$P_{\varphi'}(\varphi',\tau)$
二维平面上簇的大小	d_C	$P_\tau(\tau_C)c_0$
从基站/移动台到簇的距离	$\mathrm{pdf}(d_{C,BS/MT})/d_{BS/MT}$	$d_C/\tan(\varphi_{BS/MT})$
簇的位置	$\vec{r}_C^{BS/MT}$	$d_{BS/MT}\boldsymbol{T}(\varphi_{BS/MT},\theta_{BS/MT})$
簇在 z 轴上的大小	$h_C^{BS/MT}$	$d_{BS/MT}\tan(\varphi_{BS/MT})$
相对输入输出位置	$\vec{r}$	$N\left(0,\begin{pmatrix}1&0&0\\0&1&0\\0&0&1\end{pmatrix}\right)$
附加簇的输入输出位置	$\vec{r}_{C,IO}^{BS}$	$\vec{r}\begin{pmatrix}d_C\\d_C\\h_C^{BS}\end{pmatrix}\boldsymbol{T}(\varphi_{BS},\theta_{BS})$

（续）

参　　数	表 示 式	计 算 式
附加簇的输入输出位置	$\vec{r}_{C,IO}^{MT}$	$\vec{r}\begin{pmatrix} d_C \\ d_C \\ h_C^{MT} \end{pmatrix}\boldsymbol{T}(\varphi_{MT+\pi},\ \theta_{MT+\pi})$
簇的链路时延	$\tau_{C,link}$	$\tau_C-\tau_{C,BS}-\tau_{C,MT}$
输入输出时延	$\tau_{C,IO}$	$\tau_{C,link}+\left(\lvert\vec{r}_C^{MT}+\vec{r}_{C,IO}^{MT}\rvert+\lvert\vec{r}_C^{BS}+\vec{r}_{C,IO}^{BS}\rvert\right)/c_0$
旋转矩阵	$\boldsymbol{T}(\varphi,\ \theta)$	$\begin{pmatrix} \cos(\varphi)\cos(\theta) & -\sin(\varphi) & \cos(\varphi)\sin(\theta) \\ \sin(\varphi)\cos(\theta) & \cos(\varphi) & \sin(\varphi)\cos(\theta) \\ -\sin(\theta) & 0 & \cos(\theta) \end{pmatrix}$

注：$\boldsymbol{T}$ 表示空间中球旋转矩阵，$P(n)$ 为泊松过程。

12. 阴影衰落

采用一种广泛使用的方法时，每一个簇都会经历阴影衰落，此衰落模型标准差为 σ_S[dB]，服从对数正态分布。阴影变化的均值（见下面）与路径损耗相关。

13. 自相关距离和互相关距离

阴影衰落、时延扩展和角度扩展都是相关的随机变量，表示为

$$S_m = 10^{s_S X_m/10} \tag{6.82}$$

$$\sigma_{\tau,m} = m_{S\tau}\left(\frac{d}{1000}\right)^{\varepsilon}10^{s_{S\tau}Z_m/10} \tag{6.83}$$

$$\sigma_{\varphi_{BS,m}} = m_{S\varphi_{BS}}10^{s_{S\varphi_{BS}}Y_m/10} \tag{6.84}$$

式中，S_m 表示簇 m 的阴影衰落；$\sigma_{\tau,m}$表示时延扩展；$\sigma_{\varphi BS,m}$表示基站侧的方位角度扩展。

X_m、Y_m和 Z_m 都是相关的均值为 0、方差为 1 的正态随机变量。利用 Cholesky 分解（见参考文献［MoKl99］）对相关随机过程进行计算。可以将式（6.84）中的 θ_{BS}、θ_{MT}分别代替 φ_{BS}、φ_{MT}来计算移动台处的仰角扩展以及方位角扩展。我们最终能够得到 6 个对数正态随机分布变量，其自相关系数为 ρ_{ij}，其中 $i=1\cdots6$，$j=1\cdots6$。

另外，阴影衰落以及延时、角度扩展随着移动台移动很长距离而改变，因此用空间自相关函数来表征其特点，该函数是指数的：

$$ACF(x,\ x') = \exp(-\lvert x-x'\rvert/L_x) \tag{6.85}$$

因此，不同的扩展值自相关距离 L_x 同样是重要的模型参数。

14. 极化

由于极化的特点，正交极化会受到统计独立的小规模衰落，而所有其他的统计参数（如阴影、延时扩展等）则是相同的。因此，极化以极化矩阵为特征：

$$\begin{pmatrix} P_{VV}P_{VH} \\ P_{HV}P_{HH} \end{pmatrix} \tag{6.86}$$

其中各个元素代表小规模衰落的平均功率，从此得到一个比值 XPD：

$$XPD = \frac{P_{VV} + P_{HH}}{P_{VH} + P_{HV}} \tag{6.87}$$

是一个服从对数正态分布的随机变量，均值为 m_{XPD}[dB]，标准差为 S_{XPD}。与 XPD 的分布一样，所有其他的极化系数都建模为服从对数正态分布。XPD 取决于收、发两端的距离以及多径分量的延时和角度。在一些选定的环境中，针对这些依赖性进行了测量（见参考文献［SZMS06］，［KLKK02］）。然而，这些结果不足以给出一个一般的参数化关系，因此不对它们做进一步的考虑。

15. 固定无线系统的时变性以及移动应用

对于固定无线系统，我们需要定义时间因子 K，它表示时不变多径分量的与时变多径分量的功率之比。首先，直射路径分量的因子 K 表示为

$$K_{\text{LoS[dB]}} = 10\lg\left[F_S\left(\frac{h_{\text{MT}}}{3}\right)^{0.46} K_{\text{LoS},0}\left(\frac{d}{1000}\right)^{-0.5}\right] + s_K U_{\text{LoS}} \tag{6.88}$$

式中，F_S 是周期因子，夏天（有树叶）时 $F_S=1$ ，冬天（没有树叶）时 $F_S=1$；$K_{\text{LoS},0}$ 是待估计值（建议值为 8 ~9）；s_K 是标准差（6 ~8dB）；U_{LoS}是正态变量。

注意我们指定用户终端的高度为 h_{MT}，尽管它很明显是一个定值。

第 m 个簇的 K 因子 K_m 表示为

$$K_{m[\text{dB}]} = 10\lg(m_K) + s_K U_m \tag{6.89}$$

式中，m_K 是簇的平均 K 因子；s_K 是标准差（6 ~8dB）；U_m 是一个高斯变量，与 X_m、Y_m 和 Z_m 相关。

簇的平均 K 因子表示为

$$m_K = F_S\left(\frac{h_{\text{MT}}}{3}\right)^{0.46} K_{c,0}\left(\frac{d}{1000}\right)^{-0.5}\exp\left(-\frac{\tau_m}{\beta_K}\right) \tag{6.90}$$

式中，$K_{c,0}$是待估计量（建议值为 0.5）；β_K 的估计值为 1.5 dB/100ns（对于最高频率为 10MHz 的带宽来说）。

16. 漫散射

漫散射为测量信号的一部分，它是一个并不能在角度域得到解决的问题。最初的结果在参考文献［ThRi05］中可见。漫射分量可以用离散分量的功率与均值为 μ_{diff}、标准差为 σ_{diff}的漫射功率之比来描述。对漫射分量的功率延时分布进行建模，其角度呈均匀分布、延时呈指数分布。

6.8.4　不同环境下的参数值

表 6.7　外部参数——对于宏蜂窝环境（大的市区宏蜂窝）

参　　数	值	注释，包括参考文献
fc	900MHz ~2GHz	2GHz 是 UMTS 的特有频率
h_{BS}/m	50	根据 COST 259
h_{MT}/m	1.5	行人步行情况下（注意移动台在室外）

（续）

参　　数	值	注释，包括参考文献
$\vec{r}_{BS}$/m	（0，0，0）	位于坐标系原点
$\vec{r}_{MT}$/m	在蜂窝区域内服从均匀分布	
蜂窝半径/m	1000	
N_{ant}，d_{ant}，$\vec{r}_{array}$	可能的不同阵列	典型情况：在基站处为 4 单元的一维阵列，间距为 $1/2\lambda$；在移动台处为双向极化的 2 单元一维阵列
φ_{ant}[pdf]	均匀	用户可以向任何方向旋转。这里不包括移动台天线倾斜的情况
P_L/(dB/m)	COST 231 Walfish-Ikegami	与 COST 259 相同
$h_{rooftop}$/m	15	根据 COST 259（GBU）
w_r/m	25	根据 COST 259（GBU）
w_b/m	50	根据 COST 259（GBU）
φ_{road}（°）	45	根据 COST 259

表 6.8　外部参数——对于微蜂窝环境（市中心）

参　　数	值	注释，包括参考文献
fc/GHz	1～5	
h_{BS}/m	3～10	根据 COST 259
h_{MT}/m	1.5	根据 COST 259
$\vec{r}_{BS}$/m	（0，0，h_{BS}）	
$\vec{r}_{MT}$/m	在蜂窝扇区内服从均匀分布	
蜂窝半径/m	任意	
N_{ant}，d_{ant}，$\vec{r}_{array}$	任意	
φ_{ant}[pdf]	均匀	
P_L/(dB/m)	$10 \cdot n \cdot \lg(d) + L_0(1\text{m})$ $n = 2.6$，$L_0(1\text{m}) = 20 \cdot \lg(4\pi(1\text{m})/\lambda)$	根据 COST 259（GSN）
$h_{rooftop}$/m	15	根据 COST 259
w_{road}/m	20	根据 COST 259
w_{street}/m	50	
φ_{road}/rad	$\pi/4$	

表 6.9　外部参数——对于微微蜂窝（大厅）

参　　数	值	注释，包括参考文献
fc/GHz	2 ~ 5	2 ~ 5GHz 是 WLAN 的特有频率
h_{MT}/m	2	
$\vec{r}_{BS}$/m	（0，0，0）	位于坐标系原点
$\vec{r}_{MT}$/m	在各个办公室内服从均匀分布	
蜂窝半径/m	30	
N_{ant}，d_{ant}，$\vec{r}_{array}$	可能的不同阵列	典型情况：在基站处为 4 单元的一维阵列，间距为 $1/2\lambda$；在移动台处为双向极化的 2 单元一维阵列
φ_{ant}/pdf	均匀	用户可以向任何方向旋转，这里不包括移动台天线倾斜的情况
P_L/(dB/m)	COST 273	TD02-055
A_{room}/m^2	2 × 3	
N_{floor}/m	4-10	
建筑物对面［y/n］	y	

表 6.10　随机参数——对于宏蜂窝环境（大的市区宏蜂窝）

参　　数	值	注释，包括参考文献
可见区域		
$pdf_{cluster}(n)$	泊松分布	根据 COST 259
R_C/m	100	根据 COST 259
L_C/m	20	根据 COST 259
簇运动		
$\mu_{C,v}/\sigma_{C,v}$/[(m/s)/dB]	0/0	在宏蜂窝中簇不动
簇功率		
k_τ/(dB/μs)	1	根据 COST 259
τ_B/μs	10	根据 COST 259
直射路径		
d_{co}/m	500	
R_L/m	30	
L_L/m	20	
μ_K/σ_K	$[(26 - EPL)/6]/6$	

（续）

参　　数	值	注释，包括参考文献
K_{sel}	1	仅对单次干涉簇
局部簇平均数 N_C	1.18	根据 COST 259（BU）
附加簇平均数 $N_{C,add}$	1（移动台）	根据 COST 259（BU）
DOA 边缘概率分布函数	无	
DOD 边缘概率分布函数	无	
簇延时的概率分布函数	无	
每簇所含多径分量数目 N_{MPC}	20	根据参考文献［Kott05］
附加簇的莱斯因子 K_{MPC}	0	gw
散射辐射		
μ_{diff}/σ_{diff}	0.05/3.4	参考文献［Kott05］
散射辐射的功率延时分布	在角度域均匀分布 $\exp(-t/\tau)$	
延时扩展，并使用 $d^{0.5}$		
$\mu_\tau/\sigma_\tau/(\mu s/dB)$	0.4/3	
在基站处的角度扩展， $\sigma_{AS}=10^{\varepsilon x+\mu}$，x = N（0，1）		
$\mu_{\varphi BS}/\sigma_{\varphi BS}/[(°)/dB]$	0.81/0.34	根据 3GPP，需要修改
$\mu_{\theta BS}/\sigma_{\theta BS}/[(°)/dB]$	0.5/3	根据 COST 259
移动台处的角度扩展		
$\mu_{\varphi MT}/\sigma_{\varphi MT}/[(°)/dB]$	35/0	根据 3GPP
$pdf(\theta_{MT})(°)$	［0，45］	根据 COST 259
阴影效应		
σ_S/dB	6	根据 COST 259
自相关距离		
L_S/m	100	所有的值都设为 100（COST 259）；没有可以使用的另外的测量值
L_τ/m	100	
$L_{\varphi BS}/m$	100	
$L_{\theta BS}/m$	100	
$L_{\varphi MT}/m$	100	
$L_{\theta MT}/m$	100	

（续）

参　　数	值	注释，包括参考文献
互相关系数		
ρ	$\rho_{\tau}-\phi_{BS}=0.5$ $\rho_{\tau}-\phi_{MT}=0$	未知的互相关系数值设为 0； 仰角之间理论上不相关
	$\rho_{\tau}-S=-0.6$	
	$\rho_{\phi BS}-\phi_{MT}=0$	
	$\rho_{\phi BS}-S=-0.6$	
	$\rho_{\phi MT}-S=0$	
$\rho_{BS\text{-}BS}$	0.5	根据 3GPP
极化		
μ_{XPD}/σ_{XPD}	−6/2	根据 COST 259
μ_{VVHH}/σ_{VVHH}	$0/-\infty$	
μ_{VHHV}/σ_{VHHV}	$0/-\infty$	

表 6.11　随机参数——对于微蜂窝环境（市中心）

参　　数	值	注释，包括参考文献
可见区域		
$pdf_{\text{cluster}}(n)$	泊松分布	
R_C/m	50	
L_C/m	20	
簇运动		
$\mu_{C,v}/\sigma_{C,v}$/[(m/s)/dB]	0/0	假设簇静止，但是移动台运动
簇功率		
k_{τ}/(dB/μs)	40	根据测量到的平均功率延时分布
τ_B/μs	0.5	非视距到视距路径的斜率
直射路径		
d_{co}/m	300	
R_L/m	50	
L_L/m	50	
μ_K/σ_K	7 / 2.3	2GHz、5GHz 处视距测量值

（续）

参　　数	值	注释，包括参考文献
K_{sel}	0.5	
局部簇平均数 N_C	1	
附加簇平均数 $N_{C,add}$	3	根据在 10% 的有效性上，2GHz、5GHz 处的得到簇中值
DOA 边缘概率分布函数	均匀分布	
DOD 边缘概率分布函数	均匀分布［$-\pi/8-\pi/8$］	
簇延时的概率分布函数	可能性	0.5μs 之后为零
每簇所含多径分量数目 N_{MPC}	7	
附加簇的莱斯因子 K_{MPC}/dB	2	
散射辐射中的功率百分比	10	
散射辐射的功率延时分布/(dB/μs)	−40	如果为 $e(-t/\tau)$，则 $\tau=0.11\mu s$
延时扩展		这些值根据移动台测得，由于没有其他可用的值，因此在基站处也采用相同的值
μ_τ/σ_τ/(μs/dB)	13/14	
在基站处的角度扩展		
$\mu_{\varphi BS}/\sigma_{\varphi BS}$/[(°)/dB]	2.3/3.4	
$\mu_{\theta BS}/\sigma_{\theta BS}$/[(°)/dB]	1.3/3.3	
移动台处的角度扩展		
$\mu_{\varphi MT}/\sigma_{\varphi MT}$/[(°)/dB]	2.3/3.4	
$\mu_{\theta MT}/\sigma_{\theta MT}$/[(°)/dB]	1.3/3.3	
阴影效应		
σ_{IO}/dB	2.9	
自相关距离		
L_{IO}/m	5	
L_τ/m	5	
$L_{\varphi BS}$/m	50	
$L_{\theta BS}$/m	50	
$L_{\varphi MT}$/m	25	
$L_{\theta MT}$/m	25	
互相关系数		

（续）

参　数	值	注释，包括参考文献
ρ	$\rho_\tau-\phi_{BS}=0.1$	基站处的值来自移动台，没有可用的成簇 DOD 测量值
	$\rho_\tau-\phi_{MT}=0.1$	
	$\rho_\tau-S=0.04$	
	$\rho_{\phi BS}-\phi_{MT}=0$	
	$\rho_{\phi BS}-S=-0.2$	
	$\rho_{\phi MT}-S=-0.2$	
$\rho_{BS\text{-}BS}$		
极化		在非视距和视距条件下微蜂窝中、5GHz 频率处获得极化参数
μ_{XPD}/σ_{XPD}	8.5/1.8	
μ_{VVHH}/σ_{VVHH}	0.3/3.2	
μ_{VHHV}/σ_{VHHV}	−0.5/1.8	

表 6.12　随机参数——对于微微蜂窝环境（大厅）

参　数	值	注释，包括参考文献
可见区域		
$pdf_{\text{cluster}}(n)$	泊松分布	
R_C/m	无	
L_C/m	无	
簇运动		
$\mu_{C,v}/\sigma_{C,v}$/[(m/s)/dB]	0/0	在宏蜂窝中簇不运动
簇功率		
k_τ/(dB/μs)	50 ~ 100	TD04-050，Cho2000c
τ_B/μs	无	非视距到视距路径的斜率
直射路径		
d_{co}/m	无	
R_L/m	无	
L_L/m	无	
μ_K/σ_K	无	
K_{sel}	0	仅仅对于多次干涉簇
局部簇平均数 N_C	1	
附加簇平均数 $N_{C,add}$	3	TD05-050

（续）

参　　数	值	注释，包括参考文献
DOA 边缘概率分布函数	$\delta(\varphi_{BS})+\delta(\varphi_{BS}-180°)$	TD05-050
DOD 边缘概率分布函数	$\delta(\varphi_{MT}-90°)$	TD05-050
簇延时的概率分布函数	在 τ_{min} 和 $\tau_{max}=30/k_{\tau}$ 之间均匀分布	
每簇所含多径分量数目 N_{MPC}	>20	
附加簇的莱斯因子 K_{MPC}/dB	0.5	TD05-050
散射辐射中的功率百分比	<10	
散射辐射的功率延时分布/(dB/μs)	与相应的簇相同	
延时扩展		
簇延时/(dB/μs)	150～800，概率分布函数为均匀分布	
在基站处的角度扩展		
$\mu_{\varphi BS}$(°)	$5°+k\exp(-(0.15d)^2)$ ($k=30°-70°$，概率分布函数为均匀分布)	
$\mu_{\theta BS}$(°)	5～10，概率分布函数为均匀分布	
移动台处的角度扩展		
$\mu_{\varphi MT}$(°)	30～70，概率分布函数为均匀分布	
$\mu_{\theta MT}$(°)	5～10，概率分布函数为均匀分布	
阴影效应		
σ_{IO}/dB	3	TD02-050
自相关距离	未知	
L_{IO}/m	无	
L_{τ}/m	无	
$L_{\varphi BS}$/m	无	
$L_{\theta BS}$/m	无	
$L_{\varphi MT}$/m	无	
$L_{\theta MT}$/m	无	
互相关系数		
ρ	无	
ρ_{BS-BS}	未知	
极化		
μ_{XPD}/σ_{XPD}	−9/2	
μ_{VVHH}/σ_{VVHH}	$0/-\infty$	
μ_{VHHV}/σ_{VHHV}	$0/-\infty$	

参考文献

[3GPP01] 3GPP. Deployment aspects. TS25.943, TSG RAN, June 2001.

[AGMP05] H. Asplund, A. A. Glazunov, A. F. Molisch, K. I. Pedersen, and M. Steinbauer. The COST 259 directional channel model - II. macrocells. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 2005. Submitted.

[AlTM03a] P. Almers, F. Tufvesson, and A. F. Molisch. Keyhole effects in MIMO wireless channels - measurements and theory. In *Proc. Globecom 2003 - IEEE Global Telecommunications Conf.*, San Francisco, CA, USA, Dec. 2003. [Also available as TD(03) 179].

[AlTM03b] P. Almers, F. Tufvesson, and A. F. Molisch. Measurement of keyhole effect in a wireless multiple-input multiple-output (MIMO) channel. *IEEE Comms. Letters*, 7(8):373–375, Aug. 2003. [Also available as TD(03)179].

[AMSM02] H. Asplund, A. F. Molisch, M. Steinbauer, and N. B. Mehta. Clustering of scatterers in mobile radio channels-evaluation and modelling in the COST259 directional channel model. In *Proc. ICC 2002 - IEEE Int. Conf. Commun.*, New York, NY, USA, Apr. 2002.

[Ande00] J. B. Andersen. Array gain and capacity for known random channels with multiple element arrays at both ends. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 18(11):2172–2178, Nov. 2000.

[Ande04] J. B. Andersen. Multipath richness - a measure of MIMO capacity. TD(04)157, COST 273, Duisburg, Germany, Sep. 2004.

[AnHa77] J. B. Andersen. and F. Hansen. Antennas for VHF/UHF personal radio: A theoretical and experimental study of characteristics and performance. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 26(4):349–357, Nov. 1977.

[BHGR04] B. Badic, M. Herdin, G. Gritsch, M. Rupp, and H. Weinrichter. Performance of various data transmission methods on measured MIMO channels. In *Proc. VTC 2004 Spring - IEEE 59th Vehicular Technology Conf.*, Milan, Italy, May 2004. [Also available as TD(03)170].

[BHWH04] M. A. Beach, M. Hunukumbure, C.Williams, G. S. Hilton, P. R. Rogers, M. Capstick, and B. Kemp. An experimental evaluation of three candidate MIMO array designs for PDA devices. WP(04)005, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[BöHW03] E. Bonek, H. Özcelik, M. Herdin, W. Weichselberger, and J. Wallace. Deficiencies of the kronecker MIMO radio channel model. In *Proc. WPMC 2003 - Wireless Pers. Multimedia Commun.*, Yokosuka, Japan, Oct. 2003. [Also available as TD(03)123].

[BrSP03] L. E. Braten, A. Spilling, and M. Pettersen. A UMTS FDD simulator for smart antennas; general description and preliminary results. TD(03)052, COST 273, Barcelona, Spain, Jan. 2003.

[BuHe03] A. G. Burr and M. Herdin. The relationship between eigenvectors and multipath direction of arrival. TD(03)136, COST 273, Paris, France, May 2003.

[BüNB02] H. Bühler, T. Neubauer, and E. Bonek. RSSUS - reference system scenario for UMTS simulations. TD(02)162, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.

[Burr01] A. Burr. Evaluation of the capacity of the MIMO channel in a corridor using ray tracing. TD(01)037, COST 273, Bologna, Italy, Oct. 2001.

[Burr02] A. Burr. Evaluation of the capacity of the MIMO channel in a room using ray tracing. TD(02)022, COST 273, Guildford, UK, Jan. 2002.

[Burr03] A. G. Burr. Capacity bounds and estimates for the finite scatterers MIMO wireless channel. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 21(5):812–818, June 2003.

[Burr04a] A. Burr. On the channel autocorrelation matrix of a MIMO channel. TD(04)108, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[Burr04b] A. G. Burr. On the full correlation matrix of a MIMO channel. TD(04)197, COST 273, Duisburg, Germany, Sep. 2004.

[BWMH03] E. Bonek, W. Weichselberger, A. F. Molisch, and H. Hofstetter. MIMO channel modeling - revisited. COST 273 Prague Tutorial, Prague, Czech Republic, Sep. 2003.

[CaGK67] J. Capon, R. J. Greenfield, and R. J. Kolker. Multidimensional maximumlikelihood processing of a large aperture seismic array. *IEEE Proc. of the IEEE*, 55:192–211, Feb. 1967.

[CaNB04] H. Cao, K. M. Nasr, and S.K. Barton. Echo domain multiple access (EDMA): A new multiple access technique for impulse radio in a multipath environment. In *Proc. URSI EMTS 2004 - International Symposium on Electromagnetic Theory*, Pisa, Italy, May 2004. [Also available as TD(04)171].

[Capo69] J. Capon. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis. *IEEE Proc. of the IEEE*, 57(8):1408–1418, Aug. 1969.

[CCGH04] G. Calcev, D. Chizhik, B. Goeransson, S. Howard, H. Huang, A. Kogiantis, A. F. Molisch, A. L. Moustakas, D. Reed, and H. Xu. A wideband spatial channel model for system-wide simulations. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 2004. Submitted.

[ChCz04] B. K. Chalise and A. Czylwik. Uplink user capacity of UMTS-FDD with robust beamforming based upon minimum outage probability. TD(04)179, Duisburg, Germany, Sep. 2004.

[ChKT98] C. N. Chuah, J. M. Kahn, and D. Tse. Capacity of multi-antenna array systems in indoor wireless environment. In *Proc. Globecom 1998 - IEEE Global Telecommunications Conf.*, Sydney, Australia, Nov. 1998.

[ChLa03] C.-C. Chong and D.-I. Laurenson. Spatio-temporal correlation properties for the 5.2-ghz indoor propagation environments. *IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett.*, 2:114–17, 2003.

[ChLM03] C. C. Chong, D. I. Laurenson, and S. McLaughlin. A wideband dynamic spatio-temporal markov channel model for typical indoor propagation environments. TD(03)079, COST 273, Paris, France, May 2003.

[CHÖB04a] N. Czink, M. Herdin, H. Özcelik, and E. Bonek. Cluster characteristics in a MIMO indoor propagation environment. TD(04)167, COST 273, Duisburg, Germany, Sep. 2004.

[CHÖB04b] N. Czink, M. Herdin, H. Özcelik, and E. Bonek. Number of multipath clusters in MIMO propagation environments. *Elect. Lett.*, page 1498, 2004. [Also available as TD(04)166].

[ChSA04] H. Chua, K. Sakaguchi, and K. Araki. Experimental and analytical investigation of MIMO channel capacity in indoor LOS environment. TD(04)023, COST 273, Athens, Greece, Jan. 2004.

[ChWZ03] M. Chiani, M. Z. Win, and A. Zanella. On the capacity of spatially correlated MIMO channels. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 49(10):2363–2371, Oct. 2003.

[CLTM02] C. C. Chong, D. I. Laurenson, C. M. Tan, S. McLaughlin, M. A. Beach, and A. R. Nix. Joint detection-estimation of directional channel parameters using the 2-D frequency

domain SAGE algorithm with serial interference cancellation. In *Proc. ICC 2002 - IEEE Int. Conf. Commun.*, New York, NY, USA, May 2002. [Also available as TD (02)045].

[CLWV03] D. Chizhik, J. Ling, P. W. Wolniansky, R. A. Valenzuela, N. Costa, and K. Huber. Multiple-input - multiple-output measurements and modeling in Manhattan. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 21(3):321–331, Apr. 2003.

[CoPa03] J-M. Conrat and P. Pajusco. A versatile propagation channel simulator for MIMO link level simulation. TD(03)120, COST 273, Paris, France, May 2003.

[Corr01] L. M. Correia, editor. *Wireless Flexible Personalised Communications - COST 259 Final Report*. John Wiley & Sons Ltd., New York, NY, USA, 2001.

[CoWi04] G. W. K. Colman and T. J. Willink. Adaptive array algorithm performance: case studies in different environments. In *Proc. ANTEM 2004 - 10th Int. Symp. on Antenna Techn. and Appl. Electromagnetics*, Ottawa, ON, Canada, July 2004. [Also available as TD(04)044].

[CzDe01] A. Czylwik and A. Dekorsy. System level simulations for downlink beamforming with different array topologies. TD(01)027, COST 273, Bologna, Italy, Oct. 2001.

[Czin04] N. Czink. Optimum Training for MIMO wireless channels. Master's Thesis, Vienna University of Technology, June 2004.

[Czyl03] A. Czylwik. Performance of realistic circular antenna arrays in cellular mobile radio systems. TD(03)010, COST 273, Barcelona, Spain, Jan. 2003.

[DDLD04] O. Delangre, Ph. De Doncker, M. Liénard, and P. Degauque. Effect of 3D antenna parameters on MIMO systems with experimental validation in a reverberating chamber. In *Proc. SCVT 2004 - 11th Symp. on Communications and Veh. Tech. in the Benelux*, Gent, Belgium, Nov. 2004. [Also available as TD(04)100].

[Egge03] P. Eggers. Dual directional channel formalisms and descriptions relevant for tx-rx diversity and MIMO. TD(03)044, COST 273, Barcelona, Spain, Jan. 2003.

[ESBP02] V. Erceg, P. Soma, D. S. Baum, and A. J. Paulraj. Capacity obtained from multiple input multiple output channel measurements in fixed wireless environments at 2.5 GHz. In *Proc. ICC 2002 - IEEE Int. Conf. Commun.*, New York, NY, USA, Apr. 2002.

[ETSI98] ETSI. Selection procedures for the choice of radio transmission technologies of the UMTS - UMTS 30.03 (version 3.2.0). 1998.

[FBKE02a] S. E. Foo, M. A. Beach, P. Karlsson, P. Eneroth, B. Lindmark, and J. Johansson. Frequency dependency of the spatial-temporal characteristics of UMTS FDD links. TD(02)027, COST 273, Guildford, U.K., Jan. 2002.

[FBKE02b] S. E. Foo, M. A. Beach, P. Karlsson, P. Eneroth, B. Lindmark, and J. Johansson. Spatio-temporal investigation of UTRA FDD channels. In *Proc. IEE 3G Mobile Communication Technologies 2002*, London, U.K., May 2002. [Also available as TD(01)028].

[FeMC01] L. S. Ferreira, M. G. Marques, and L. M. Correia. Implementation of a wideband directional channel model for link level simulations. In *Proc. of The IEE Seminar on MIMO Communication Systems*, London, U.K., Dec. 2001. [Also available as TD(02)029].

[FKMW04] T. Fügen, C. Kuhnert, J. Maurer, and W. Wiesbeck. A double-directional channel model for multiuser MIMO systems. In *Proc. URSI EMTS 2004 - International Symposium on Electromagnetic Theory*, Pisa, Italy, May 2004. [Also available as TD(04)003].

[FKWS04] T. Fügen, C. Kuhnert, C. Waldschmidt, M. Schnerr, and W. Wiesbeck. Capacity of the MIMO broadcast channel under realistic propagation conditions. TD(04)103, COST 273, Gothenburg, Sweden, Jan. 2004.

[Fleu00] B. H. Fleury. First- and second-order characterization of direction dispersion and space selectivity in the radio channel. *IEEE Trans. Inform. Theory*, IT-46(6):2027–2044, Sep. 2000.

[FMKW04] T. Fügen, J. Maurer, C. Kuhnert, W., and Wiesbeck. A modelling approach for multiuser MIMO systems including spatially-colored interference. In *Proc. Globecom 2004 - IEEE Global Telecommunications Conf.*, Dallas, TX, USA, Jan. 2004. [Also available as TD(04)004].

[FoBe02] S. E. Foo and M. Beach. Uplink based downlink beamforming in UTRA FDD. TD(02)104, COST 273, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.

[FoGa98] G. J. Foschini and M. J. Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Communications*, 6(3):311–335, Mar. 1998.

[FYRJ02] B. H. Fleury, X. Yin, K. G. Rohbrandt, P. Jourdan, and A. Stucki. High-resolution bidirection estimation based on the SAGE algorithm: Experience gathered from field experiments. TD(02)070, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[GaHS03] G. Del Galdo, M. Haardt, and C. Schneider. Geometry-based channel modelling of MIMO channels in comparison with channel sounder measurements. *Advances in Radio Science - Kleinheubacher Berichte*, pages 117–126, Oct. 2003. [Also available as TD(03)188].

[GeBP02] D. Gesbert, H. Boelcskei, and A. J. Paulraj. Outdoor MIMO wireless channels: Models and performance prediction. *IEEE Trans. Commun.*, 50(12):1926–1934, Dec. 2002.

[GEYC97] L. J. Greenstein, V. Erceg, Y. S. Yeh, and M. V. Clark. A new path-gain/delayspread propagation model for digital cellular channels. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 46:477–485, 1997.

[GGFC04] J. Gil, G. Galvano, L. S. Ferreira, and L. M. Correia. Propagation scenarios among many others. TD(04)083, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[GiCo01] J. Gil and L. M. Correia. Combining adaptive beamforming with directional channel modelling for UMTS. In *Proc. PIMRC 2001 - IEEE 12th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, San Diego, CA, USA, Sep. 2001. [Also available as TD(01)036].

[GiCo02] J. Gil and L. M. Correia. Dependence of adaptive beamforming performance on directional channel macro-cell scenarios for UMTS. TD(02)050, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[GiCo03a] J. Gil and L. M. Correia. Adaptive beamforming dependencies on wideband and directional propagation characteristics in micro- and macro-cell UMTS scenarios. In *Proc. PIMRC 2003 - IEEE 14th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Beijing, China, Sep. 2003. [Also available as TD(04)007].

[GiCo03b] J. Gil and L. M. Correia. The MMSE vs beamforming gain optima discrepancy in adaptive beamforming applied to directional channel scenarios. In *Proc. Conf Tele 2003 - 4th Conference on Telecommunications*, Aveiro, Portugal, June 2003. [Also available as TD(03)053].

[GiCo04] J. M. Gil and L. M. Correia. Fundamental wideband and directional channel parameters ruling adaptive beamforming performance in micro- and macro-cells.

In *Proc. VTC 2004 Spring - IEEE 59th Vehicular Technology Conf.*, Milan, Italy, May 2004. [Also available as TD(04)077].

[Glaz04] A. A. Glazunov. Joint impact of the mean effective gain and base station smart antennas on WCDMA-FDD systems performance. In *Proc. Nordic Radio Symp. 2004*, Oulu, Finland, Aug. 2004. [Also available as TD(04)158].

[HäCC03] L. Häring, B. K. Chalise, and A. Czylwik. Dynamic system level simulations of downlink beamforming for UMTS FDD. In *Proc. Globecom 2003 - IEEE Global Telecommunications Conf.*, San Franciso, CA, USA, Dec. 2003. [Also available as TD(03)018].

[HaLe03] J. Hansen and P. Leuthold. The mean received power in ad-hoc networks and its dependence on geometrical quantities. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 51(9):2413–2419, Sep. 2003. [Also available as TD(02)010].

[HaRe04] J. Hansen and M. Reitzner. Efficient indoor radio channel modelling based on integral geometry. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 52(9):2456–2463, Sep. 2004. [Also available as TD(02)063].

[HaTa03] K. Haneda and J. Takada. High-resolution estimation of NLOS indoor MIMO channel with network analyzer based system. TD(03)119, COST 273, Paris, France, May 2003.

[HaTK04] K. Haneda, J. Takada, and T. Kobayashi. Double directional LOS channel characterization in a home environment with ultrawideband signal. In *Proc. WPMC 2004 - Wireless Pers. Multimedia Commun.*, Padova, Italy, Sep. 2004. [Also available as TD(04)160].

[HCÖB05] M. Herdin, N. Czink, H. Özcelik, and E. Bonek. Correlation matrix distance, a meaningful measure for evaluation of non-stationary MIMO channels. In *Proc. VTC 2005 Spring - IEEE 61st Vehicular Technology Conf.*, Stockholm, Sweden, May 2005.

[HeBÖ03] M. Herdin, A. Burr, and H. Özcelik. How human shadowing affects directions of- arrival and eigenvalues at 5.2 GHz. In *Proc. WPMC 2003 - Wireless Pers. Multimedia Commun.*, Yokosuka, Japan, Oct. 2003. [Also available as TD(03)062].

[Herd04] M. Herdin. *Non-Stationary Indoor MIMO Radio Channels.* PhD thesis, Institut für Nachrichtentechnik und Hochfrequenztechnik, Vienna University of Technology, Vienna, Austria, Aug. 2004. Downloadable from http://www.nt.tuwien.ac.at/mobile. [Also available as TD(04)174].

[HMAB02] H. Hofstetter, C. Mecklenbräuker, H. Anegg, E. Bonek, R. Müller, and H. Kunczier. The FTW wireless MIMO measurement campaign at 2 GHz: documentation of the downloadable data sets. TD(02)135, COST 273, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.

[HÖHB02] M. Herdin, H. Özcelik, H. Hofstetter, and E. Bonek. Variation of measured indoor MIMO capacity with receive direction and position at 5.2 GHz. *Elect. Lett.*, 38:1283–1285, Sep. 2002. [Also available as TD(02)155].

[HÖHB03] M. Herdin, H. Özcelik, H. Hofstetter, and E. Bonek. Linking reduction in measured MIMO capacity with dominant-wave propagation. In *Proc. ICT 2003 - 10th Int. Conf. on Telecommunications*, Papeete, Tahiti, Feb. 2003. [Also available as TD(02)157].

[HoSt04] H. Hofstetter and G. Steinböck. A geometry based stochastic channel model for MIMO systems. In *Proc. ITG - 6th Int. Conf. on Source and Channel Coding*, Munich, Germany, Mar. 2004. [Also available as TD(04)060].

[HoTW03] A. Hottinen, O. Tirkkonen, and R. Wichman. *Multi-Antenna Transceiver Techniques for 3G and Beyond.* John Wiley & Sons Ltd., New York, NY, USA, 2003.

[HuBe02] M. Hunukumbure and M. Beach. Outdoor MIMO measurements for UTRA applications. In *Proc. 11th IST Summit on Mobile and Wireless Commun.*, Lyon, France, June 2002. [Also available as TD (02)076].

[HuBe03] M. Hunukumbure and M. Beach. Outdoor MIMO measurements and analysis with different antenna arrays. TD(03)007, COST 273, Barcelona, Spain, Jan. 2003.

[HZWS04] H. Hofstetter, T. Zemen, J. Wehinger, and G. SteinbÖck. Iterative MIMO multiuser detection: Performance evaluation with COST 259 channel model. In *Proc. WPMC 2004 - Wireless Pers. Multimedia Commun.*, Abano Terme, Italy, Sep. 2004. [Also available as TD(04)203].

[IvNo03] M. T. Ivrlac and J. A. Nossek. Quantifying diversity and correlation of rayleigh fading MIMO channels. In *Proc. ISSPIT 2003 - 3rd IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology*, Darmstadt, Germany, Dec. 2003.

[JoBo03] E. A. Jorswieck and H. Boche. On the impact of correlation on the capacity in MIMO systems without CSI at the transmitter. In *Proc. CISS - 37th Conf. on Information Sciences and Systems*, Baltimore, MD, USA, Mar. 2003.

[KaHP04] F. Kaltenberger, G. Humer, and G. Pfeiffer. MIMO/smart antenna development platform. In *Proc. WSR 2004 - 3rd Workshop on Software Radios*, Karlsruhe, Germany, Mar. 2004. [Also available as TD(04)173].

[KaSC04] P. Karamalis, N. Skentos, and P. Constantinou. Comparison of existing MIMO antenna selection algorithms with an evolutionary approach. TD(04)055, COST 273, Athens, Greece, Jan. 2004.

[KaVV05] A. Kainulainen, L. Vuokko, and P. Vainikainen. Polarization behavior in different urban radio environments at 5.3 GHz. TD(05)018, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[KCVW03] P. Kyritsi, D. C. Cox, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky. Correlation analysis based on MIMO channel measurements in an indoor environment. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 21(5):713–720, June 2003. [Also available as TD(02)037].

[KiRo04] P.-S. Kildal and K. Rosengren. Electromagnetic characterization of MIMO antennas including coupling using classical embedded element pattern and radiation efficiency. In *Proc. IEEE AP-S 2004 - IEEE Int. Symp. On Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Monterey, CA, USA, June 2004.

[KKNJ04] J. Kolu, P. Kyösti, J-P. Nuutinen, and T. Jämsä. Playback simulation of measured MIMO simulation. TD(04)110, Elektrobit Ltd, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[KLKK02] K. Kalliola, K. Sulonen, H. Laitinen, O. Kivekas, J. Krogerus, and P. Vainikainen. Angular power distribution and mean effective gain of mobile antenna in different propagation environments. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, pages 823–838, 2002.

[KNJY04] J. Kolu, J.-P. Nuutinen, T. Jämsä, J., Ylitalo, and P. Kyösti. Playback simulation of measured MIMO radio channels. TD(04)110, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[KoJH03] J. Kolu, T. Jämsä, and A. Hulkkonen. Real time simulation of measured radio channels. In *Proc. VTC 2003 Fall - IEEE 58th Vehicular Technology Conf.*, Orlando, FL. USA, Oct. 2003.

[KoNu04] J. Kolu and J-P. Nuutinen. Verification of playback simulation in measured MIMO channels. TD(04)169, Elektrobit Ltd, Duisburg, Germany, Sep. 2004.

[KoPO02] W. Kotterman, G. F. Pedersen, and K. Olesen. Capacity of the mobile MIMO channel for a small wireless handset and user influence. In *Proc. PIMRC*

2002 - IEEE 13th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun., Lisbon, Portugal, Sep. 2002. [Also available as TD(02)149].

[Kott05] W. Kotterman. *Environmental Influences on Variability of MIMO eigen modes at both link ends*. TD(05)119, Cost 273, Lisbon, Nov. 2005.

[KSKC03] P. Karamalis, N. Skentos, A. Kanatas, and P. Constantinou. A measurement-based method for selecting MIMO system array configurations. TD(03)110, COST 273, Paris, France, May 2003.

[KSKL05] F. Kaltenberger, G. Steinböck, R. Kloibhofer, R. Lieger, and G. Humer. A multiband development platform for rapid prototyping of MIMO systems. In *Proc. ITG - 7th Int. Conf. on Source and Channel Coding*, Duisburg, Germany, Apr. 2005. [Also available as TD(04)173].

[KSPH01] J. Kivinen, P. Suvikunnas, D. Perez, C. Herrero, K. Kalliola, and P. Vainikainen. Characterization system for MIMO channels. In *Proc. WPMC 2001 - Wireless Pers. Multimedia Commun.*, Aalborg, Denmark, Sep. 2001. [Also available as TD(01)044].

[KSVV02] J. Kivinen, P. Suvikunnas, L. Vuokko, and P. Vainikainen. Experimental investigations of MIMO propagation channels. In *Proc. IEEE AP-S 2002 - IEEE Int. Symp. On Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, San Antonio, TX, USA, June 2002. [Also available as TD(02)078].

[Kunn02] E. Kunnari. Modelling and simulation of small scale fading with temporal, spatial, and spectral correlation. TD(02)019, COST 273, London, U.K., Jan. 2002.

[LaMB98] J. Laurila, A. F. Molisch, and E. Bonek. Influence of the scatterer distribution on power delay profiles and azimuthal power spectra of mobile radio. In *Proc. ISSSTA 1998 - IEEE 4th Int. Symp. on Spread Spectrum Techniques and Applications*, Sun City, South Africa, Sep. 1998.

[LaZo96] R. O. LaMaire and M. Zorzi. Effect of correlation in diversity systems with rayleigh fading, shadowing, and power capture. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 14(3):449–460, Apr. 1996.

[LiDe04a] M. Liénard and P. Degauque. Dual antenna array systems in tunnels: Propagation channel properties June 2004. In *Proc. IEEE AP-S 2004 - IEEE Int. Symp. On Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Monterey, CA, U.S.A., June 2004. [Also available as TD(03)030].

[LiDe04b] M. Liénard and P. Degauque. Simulation of dual array multipath channels using mode stirred reverberation chamber. *Elect. Lett.*, 40(10):578–580, May 2004. [Also available as TD(04)24].

[LiDL04] M. Liénard, P. Degauque, and P. Laly. Mode stirred chambers for simulating MIMO channels. TD(04)024, COST 273, Athens, Greece, Jan. 2004.

[LoBF01] N. Lohse, M. Bronzel, and G. Fettweis. Radio channel characterization using space-time system functions. TD(01)050, COST 273, Bologna, Italy, Oct. 2001.

[LoFK02] N. Lohse, G. Fettweis, and R. Kattenbach. Radio channel modelling using spacetime sampling models. TD(02)141, COST 273, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.

[LVTC04] E. Van Lil, J. Verhaevert, D. Trappeniers, and A. Van de Capelle. Theoretical investigations and broadband experimental verification of the time-domain SAGE DOA algorithm. In *Proc. ACES 2004 - 20th Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics*, Syracuse, NY, USA, Apr. 2004. [Also available as TD(04)142].

[MaCo01] M. G. Marques and L. M. Correia. A wideband directional channel model for UMTS micro-cells. In *Proc. PIMRC 2001 - IEEE 12th Int. Symp. on Pers., Indoor*

and Mobile Radio Commun., San Diego, CA, USA, Sep. 2001. [Also available as TD(02)012].

[MAHS05a] A. F. Molisch, H. Asplund, R. Heddergott, M. Steinbauer, and T. Zwick. The COST 259 directional channel model - I. philosophy and general aspects. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 2005. in press.

[MAHS05b] A. F. Molisch, H. Asplund, R. Heddergott, M. Steinbauer, and T. Zwick. The COST 259 directional channel model - I. overview and methodology. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 2005. Submitted

[MATB03] J. Medbo, H. Asplund, M. Törnqvist, D. Browne, and J.-E.Berg. MIMO channel measurements in an urban street microcell. TD(03)006, COST 273, Barcelona, Spain, Jan. 2003.

[MaVT04] N. Marchetti, R. Veronesi, and V. Tralli. On the impact of interference on data protocol performance in multicellular wireless packet networks with MIMO links. In *Proc. VTC 2004 Fall - IEEE 60th Vehicular Technology Conf.*, Los Angeles, CA, USA, Sep. 2004. [Also available as TD(04)200].

[MBFK00] D. P. McNamara, M. A. Beach, P. N. Fletcher, and P. Karlsson. Capacity variation of indoor multiple-input multiple-output channels. *Elect. Lett.*, 36(24):2037–2038, Nov. 2000.

[McBF02a] D. McNamara, M. Beach, and P. Fletcher. Spatial correlation in indoor MIMO channels. In *Proc. PIMRC 2002 - IEEE 13th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Lisbon, Portugal, Sep. 2002. [Also available as TD(02)097].

[McBF02b] D. McNamara, M. A. Beach, and P. Fletcher. Wideband analysis of indoor MIMO channels. TD(02)026, COST 273, Guildford, UK, Jan. 2002.

[MDJD03] Liénard M., P. Degauque, Baudet J., and Degardin D. Investigation on MIMO channels in subway tunnels. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 21(3):332–339, Apr. 2003. [Also available in TD(02)011].

[MeBe02] J. Medbo and J.-E. Berg. Simple and accurate path loss modeling at 5 GHz in complex indoor environments with corridors. In *Proc. URSI-F-2002 Open Symp. on Propagation and Remote Sensing*, Garmisch-Partenkirchen, Germany, Feb. 2002. [Also available as TD(02)055].

[Medb05] Jonas Medbo. Cost 273 channel model parameters for the office environment. TD(05)050, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[MoKl99] P. Mogensen and T. Klingenbrunn. Modelling cross-correlated shadowing in network simulations. In *Proc. VTC 1999 Fall - IEEE 50th Vehicular Technology Conf.*, Amsterdam, The Netherlands, Sep. 1999.

[Moli02] A. F. Molisch. A channel model for MIMO systems in macro- and microcellular environments. In *Proc. VTC 2002 Spring - IEEE 55th Vehicular Technology Conf.*, Birmingham, AL, USA, May 2002.

[Moli04a] A. F. Molisch. A generic model for the MIMO wireless propagation channel. *IEE Proc. Signal Proc.*, 52(1):61–71, Jan. 2004. [Also available as TD(02)100].

[Moli04b] A. F. Molisch. A generic model for the MIMO wireless propagation channel. *IEE Proc. Signal Proc.*, pages 61–71, 2004.

[MoLK98] A. F. Molisch, J. Laurila, and A. Kuchar. Geometry-base stochastic model for mobile radio channels with directional component. In *Proc. 2nd Intelligent Antenna Symp.,* Surrey, UK, July 1998.

[MoRJ04] J.-M. Molina-García-Pardo, J.-V. Rodríguez, and L. Juan-Llacer. MIMO measurement system based on two network analyzers. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2004. [Also availabe as TD(04)106].

[MPKZ01] M. G. Marques, J. Pamp, J. Kunisch, and E. Zollinger. Wideband directional channel model, array antennas and measurement campaign. Deliverable D2.3bis, Nov. 2001.

[MTRF02] S. Morosi, M. Tosi, E. Del Re, and R. Fantacci. Implementation and assessment of a wideband directional channel model for macro and micro cells. TD(02)147, COST 273, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.

[NaCB03a] K. M. Nasr, F. Costen, and S. K. Barton. An optimum combiner for a smart antenna in an indoor infrastructure WLAN. In *Proc. VTC 2003 Fall - IEEE 58th Vehicular Technology Conf.*, Orlando, FL, USA, Oct. 2003. [Also available as TD(03)088].

[NaCB03b] K. M. Nasr, F. Costen, and S. K. Barton. A spatial channel model and a beamformer for smart antennas in broadcasting studios. In *Proc. ICAP 2003 - 12th Int. Conf. on Antennas and Propagation*, London, UK, Mar. 2003. [Also available as TD(02)109].

[NaCB04a] K. M. Nasr, F. Costen, and S. K. Barton. A downlink pattern optimisation algorithm for a smart antenna in an indoor infrastructure WLAN. In *Proc. PIMRC 2003 - IEEE 14th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Barcelona, Spain, Sep. 2004. [Also available as WP(04)021].

[NaCB04b] K. M. Nasr, F. Costen, and S. K. Barton. On the angular separation and channel estimation errors on a smart antenna system in an indoor WLAN. TD(04)156, COST 273, Duisburg, Germany, Sep. 2004.

[NoTV01] O. Norklit, P. D. Teal, and R. G. Vaughan. Measurements and evaluation of multiantenna handsets in indoor mobile communication. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 49(3):429–437, Mar. 2001.

[OeEP04] C. Oestges, V. Erceg, and A. J. Paulraj. Propagation modeling of multi-polarized MIMO fixed wireless channels. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 53(3):644–654, May 2004. [Also available as TD(03)005].

[OePa04] C. Oestges and A. J. Paulraj. Beneficial impact of channel correlations on MIMO capacity. *Elect. Lett.*, 40(10):606–607, May 2004. [Also available as TD(04)002].

[Oest02] C. Oestges. A physical-statistical channel model of macro- and megacellular terrestrial networks and its application to polarisation multiplexing. In *Proc. WPMC 2002 - Wireless Pers. Multimedia Commun.*, Honolulu, HI, USA, Oct. 2002.

[ÖHHB03] H. Özcelik, M. Herdin, H. Hofstetter, and E. Bonek. A comparison of measured 8×8 MIMO systems with a popular stochastic channel model at 5.2 GHz. In *Proc. ICT 2003 - 10th Int. Conf. on Telecommunications*, Papeete, Tahiti, Feb. 2003. [Also available as TD(02)153].

[ÖHPB03a] H. Özcelik, M. Herdin, R. Prestos, and E. Bonek. How MIMO capacity is linked with single element fading statistics. In *Proc. ICAA 2003 - International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, Torino, Italy, Sep. 2003. [Also available as TD(03)067].

[ÖHPB03b] H. Özcelik, M. Herdin, R. Prestros, and E. Bonek. Is a bad channel a good channel? In *Proc. ICAA 2003 - International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, Barcelona, Spain, Sep. 2003. [Also available as TD(03)067].

[ÖzBo04] H. Özcelik and E. Bonek. Experimental validation of analytical channel models. COST 273, Duisburg, Germany, Sep. 2004. [Also availlable as TD(04)208].

[ÖzCB05] H. Özcelik, N. Czink, and E. Bonek. What makes a good MIMO channel model? In *Proc. VTC 2005 Spring - IEEE 61st Vehicular Technology Conf.*, Stockholm, Sweden, May-June 2005. [Also available as TD(04)208].

[Özce04] H. Özcelik. *Indoor MIMO Channel Models*. PhD thesis, Institut für Nachrichtentechnik und Hochfrequenztechnik, Vienna University of Technology, Vienna, Austria, Dec. 2004. downloadable from http://www.nt.tuwien.ac.at/mobile.

[OzHH04] H. Özcelik, M. Herdin, and H. Hofstetter. Indoor 5.2 GHz MIMO measurement campaign. TD(04)174, COST 273, Duisburg, Germany, Sep. 2004.

[ÖzOe05] H. Özcelik and C. Oestges. Capacity in diagonally correlated channels. In *Proc. VTC 2005 Spring - IEEE 61st Vehicular Technology Conf.*, Stockholm, Sweden, May 2005. [Also available as TD(04)133].

[Paju98] P. Pajusco. Experimental characterization of D.O.A. at the base station in rural and urban area. In *Proc. VTC 1998 - IEEE 48th Vehicular Technology Conf.*, Ottawa, Canada, May 1998.

[PaTB04] A. Pal, C. M. Tan, and M. A. Beach. Comparison of MIMO channels from multipath parameter extraction and direct channel measurements. In *Proc. PIMRC 2004 - IEEE 15th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Barcelona, Spain, Sep. 2004. [Also available as TD(04)016].

[PiSt60] J. R. Pierce and S. Stein. Multiple diversity with nonindependent fading. In *Proc. Institute of Radio Engineers (IRE)*, New York, NY, USA, Jan. 1960.

[PNTL02] C. Pietsch, M. Nold, W. G. Teich, and J. Lindner. Optimum space-time processing for wide-band transmissions with multiple receiving antennas. In *Proc. ITG - 4th Int. Conf. on Source and Channel Coding*, Berlin, Germany, Jan. 2002. [Also available as TD(01)023].

[Poll02] A. Pollard. An operator perspective on smart antennas & MIMO in systems beyond 3G. TD(02)123, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.

[PPPB04] T. Pedersen, C. Pedersen, R. R. Pedersen, Bozinovska B, A Hviid, X. Yin, and B. H. Fleury. Investigations of the ambiguity effect in the estimation of doppler frequency and directions in channel sounding using switched tx and rx arrays. TD(04)021, COST 273, Athens, Greece, Jan. 2004.

[PSTL03] C. Pietsch, S. Sand, W. G. Teich, and J. Lindner. Modeling and performance evaluation of multiuser MIMO systems using real-valued matrices. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 21(4):744–753, June 2003. [Also available as TD(02)125].

[RaSa04] N. Razavi-Ghods and S. Salous. Semi-sequential MIMO radio channel sounding. In *Proc. CCCT04 - Int. Conf. on Computing, Communications and Control Technologies*, Austin, TX, USA, Aug. 2004. [Also available as TD(04)079].

[Rich05] A. Richter. *Estimation of Radio Channel Parameters: Models and Algorithms*. PhD thesis, Ilmenau University of Technology, Ilmenau, Ilmenau, Germany, 2005. [Also available as TD(02)132].

[RoBK04] K. Rosengren, P. Bohlin, and P.-S. Kildal. Characterization of antennas for MIMO systems in reverberation chamber and by simulation. WP(04)003, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[RoHi04] P. R. Rogers and G. S. Hilton. 3D radiation pattern correlation of PDA-sized MIMO antenna arrays. WP(04)006, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[SaFH02] S. Salous, P. Fillipidis, and I. Hawkins. Multiple antenna channel sounder using a parallel receiver architecture. In *Proc. SCI 2002 - 6th World Multi-Conf. on*

Systemics, Cybernetics and Informatics, Orlando, FL, USA, July 2002. [Also available as TD(02)002].

[SaHA04] K. Sakaguchi, T. Ho, and K. Araki. Initial measurement on MIMO eigenmode communication system. *IEICE Trans. Commun.*, J87-B(9):1454–1466, Sep. 2004. [Also available as TD(04)027].

[Saye02] A. M. Sayeed. Deconstructing multiantenna fading channels. *IEEE Trans. Signal Processing*, 50(10):2563–2579, Oct. 2002.

[SFGK00] D. S. Shiu, G. J. Foschini, M. J. Gans, and J. M. Kahn. Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems. *IEEE Trans. Commun.*, 48(3):502–513, Mar. 2000.

[Sibi01] A. Sibile. Keyholes and MIMO channel modelling. TD(01)017, COST 273, Bologna, Italy, Oct. 2001.

[SJKN05] T. Sarkkinen, T. Jämsä, P. Kyösti, J-P. Nuutinen, and J. Kolu. Future trends in real-time MIMO radio channel simulation. TD(05)046, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[SkKC04] N. Skentos, P. Karamalis, and P. Constantinou. Results from fixed MIMO channel measurements at 5.2 GHz in urban environment. TD(04)140, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[SkKC05] N. Skentos, A. Kanatas, and P. Constantinou. Results from rooftop to rooftop MIMO channel measurements at 5.2 GHz. TD(05)059, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[SKPC03] N. Skentos, A. Kanatas, G. Pantos, and P. Constantinou. Capacity results of MIMO measurements at 5.2 GHz in urban environments. TD(03)056, COST 273, Barcelona, Spain, Jan. 2003.

[SLTR03] G. Sommerkorn, M. Landmann, R. S. Thomä, and A. Richter. Performance evaluation of real antenna arrays for high-resolution doA estimation in channel sounding - part 2: Experimental ULA measurement results. TD(03)196, COST 273, Prague, Czech Republic, Sep. 2003.

[SSKV03a] K. Sulonen, P. Suvikunnas, J. Kivinen, and P. Vainikainen. Study of different mechanisms providing gain in MIMO systems. In *Proc. VTC 2003 Fall - IEEE 58th Vehicular Technology Conf.*, Orlando, FL, USA, Oct. 2003.

[SSKV03b] P. Suvikunnas, K. Solunen, J. Kivinen, and P. Vainikainen. Effect of antenna properties on MIMO-capacity in real propagation channels. WP(03)001, COST 273 Workshop, Barcelona, Spain, Jan. 2003.

[SSKV04] P. Suvikunnas, J. Salo, J. Kivinen, and P. Vainikainen. Comparison of MIMO antennas: performance measures and evaluation results of two 2×2 antenna configurations. In *Proc. Nordic Radio Symp. 2004*, Oulu, Finland, Aug. 2004. [Also available as TD(04)032].

[SSVK03] K. Sulonen, P. Suvikunnas, L. Vuokko, J. Kivinen, and P. Vainikainen. Comparison of MIMO antenna configurations in picocell and microcell environments. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 21(5):703–712, June 2003.

[StJF02] A. Stucki, P. Jourdan, and B. H. Fleury. ISIS, a high performance and effiecient implementation of SAGE for radio channel parameter estimation. TD(02)068, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[StMB01] M. Steinbauer, A. F. Molisch, and E. Bonek. The double-directional radio channel. *IEEE Antennas Propagat. Mag.*, 43(4):51–63, Aug. 2001.

[StMo01] M. Steinbauer and A. F. Molisch. *Directional channel models*. John Wiley & Sons Ltd., New York, NY, USA, 2001.

[STMT03] C. Schneider, U. Trautwein, T. Matsumoto, and R. Thomä. *The Dependency of Turbo MIMO Equalizer Performance on the Spatial and Temporal Multipath Channel Structure - A Measurement Based Evaluation*, In *Wireless Flexible Personalised Communications - COST 259 Final Report.* John Wiley & Sons Ltd., New York, NY, USA, 2003. [Also available as TD(03)109].

[Svan01] T. Svantesson. A physical MIMO radio channel model for multi-element multipolarized antenna systems. In *Proc. VTC 2001 Fall - IEEE 54th Vehicular Technology Conf.*, Boston, MD, USA, Sep. 2001.

[SvRa01] T. Svantesson and A. Ranheim. Mutual coupling effects on the capacity of multielement antenna systems. In *Proc. ICASSP 2001 - IEEE Int. Conf. Acoust. Speech and Signal Processing*, Salt Lake City, UT, USA, May 2001.

[SZMS06] M. Shafi, M. Zhang, A. L. Moustakas, P. J. Smith, Andreas F. Molisch, F. Tufvesson, and S. H. Simon. Polarized MIMO channels in 3D: Models, measurements and mutual information. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Mar. 2006. Special Issues on 4G.

[TaBN04] C. M. Tan, M. A. Beach, and A. R. Nix. Multipath parameters estimation with a reduced complexity unitary-SAGE algorithm. *European Transactions on Communications*, 515–528:515–528, Jan. 2004. [Also available as TD (03)090].

[TaOg01] J. Takada and K. Ogawa. An analysis of the effective performance of a handset diversity antenna influenced by head, hand and shoulder effects — A proposal for a diversity antenna gain based on a signal bit-error rate and analytical results for the PDC system. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 50(3):845–853, 2001. [Also available as TD(03)142].

[TFBN04] C. M. Tan, S. E. Foo, M. A. Beach, and A. R. Nix. Descriptions of dynamic single-, double-directional measurement campaigns at 5 GHz. TD(04)099, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[ThLR04] R. S. Thomä, M. Landmann, and A. Richter. RIMAX - a maximum likelihood framework for parameter estimation in multidimensional channel sounding. In *Proc. ISAP 2004 - Intl. Symp. on Antennas and Propagation*, Sendai, Japan, Aug. 2004. [Also available as TD(04)045].

[ThRi05] R. S. Thomä and A. Richter. Joint maximum likelihood estimation of specular path and distributed diffuse scattering. In *Proc. VTC 2005 Spring - IEEE 61st Vehicular Technology Conf.*, Stockholm, Sweden, May 2005.

[TLRT05] R. S. Thomä, M. Landmann, A. Richter, and U. Trautwein. *Multidimensional High-Resolution Channel Sounding.* EURASIP Book Series, 2005. [Also available as TD(03)198].

[TLST05] U. Trautwein, M Landmann, G. Sommerkorn, and R. S. Thomä. System-oriented measurement and analysis of MIMO channels. TD(05)063, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[TPBN04] C. M. Tan, D. L. Paul, M. A. Beach, A. R. Nix, and C. J. Railton. Dynamic double directional propagation channel analysis with dual circular arrays. WP(04)001, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[TsHT04] H. Tsuchiya, K. Haneda, and J. Takada. UWB indoor double-directional channel sounding for understanding the microscopic propagation mechanisms. In *Proc.*

WPMC 2004 - Wireless Pers. Multimedia Commun., Padova, Italy, Sep. 2004. [Also available as TD(04)192].

[VeLC04] J. Verhaevert, E. Van Lil, and A. Van de Capelle. Verification of the BTD-SAGE algorithm with simulated and experimental data. TD(04)022, COST 273, Athens, Greece, Jan. 2004.

[VeLC05] J. Verhaevert, E. Van Lil, and A. Van de Capelle. Applications of the SAGE algorithm using a dodecahedral receiving antenna array. TD(05)013, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[ViHU02] I. Viering, H. Hofstetter, and W. Utschick. Validity of spatial covariance matrices over time and frequency. In *Proc. Globecom 2002 - IEEE Global Telecommunications Conf.*, Taipeh, Taiwan, Nov. 2002. [Also available as WP(02)011].

[VTZZ04] R. Veronesi, V. Tralli, J. Zander, and M. Zorzi. Distributed dynamic resource allocation techniques for multicell SDMA packet access networks. In *Proc. WCNC 2004 - IEEE Wireless Commun. and Networking Conf.*, Atlanta, GA, USA, Mar. 2004. [Also available as TD(04)052].

[VuSV02] L. Vuokko, K. Sulonen, and P. Vainikainen. Analysis of propagation mechanisms based on direction-of-arrival measurements in urban environments at 2 GHz frequency range. In *Proc. IEEE AP-S 2002 - IEEE Int. Symp. On Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, San Antonio, CA, USA, June 2002. [Also available as TD(02)030].

[WAKE04] S. Wyne, P. Almers, J. Karedal, G. Ericsson, F. Tufvesson, and A. F. Molisch. Outdoor to indoor office MIMO measurements at 5.2 GHz. In *Proc. VTC 2004 Fall - IEEE 60th Vehicular Technology Conf.*, Los Angeles, CA, USA, Sep. 2004. [Also available as TD(04)152].

[WaSW04] C. Waldschmidt, S. Schulteis, and W. Wiesbeck. Complete RF system model for the analysis of compact MIMO arrays. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 53(3):579–586, May 2004.

[WaWi04] C. Waldschmidt and W. Wiesbeck. Quality measures and examples of arrays for hand-held devices. In *Proc. IEEE AP-S 2004 - IEEE Int. Symp. On Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Monterey, CA, USA, June 2004. [Also available as TD(04)178].

[Weic03] W. Weichselberger. *Spatial Structure of Multiple Antenna Radio Channels.* PhD thesis, Institut für Nachrichtentechnik und Hochfrequenztechnik, Vienna University of Technology, Dec. 2003. downloadable from http://www.nt.tuwien.ac.at/mobile. [Also available as TD(03)144].

[WHÖB03] W. Weichselberger, M. Herdin, H. Özcelik, and E. Bonek. A stochastic MIMO channel model with joint correlation of both link ends. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 2003. [Also available as TD(03)144]. To be published.

[WKSW03] C. Waldschmidt, C. Kuhnert, S. Schulteis, and W. Wiesbeck. Compact MIMO-arrays based on polarisation diversity. In *Proc. IEEE AP-S 2003 - IEEE Int. Symp. On Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Salt Lake City, UT, USA, June 2003. [Also available as TD(03)107].

[WKSW04] C.Waldschmidt, C. Kuhnert, S. Schulteis, and W. Wiesbeck. On the integration of MIMO systems into handheld devices. In *Proc. ITG - 6th Int. Conf. on Source and Channel Coding*, Erlangen, Germany, Jan. 2004. [Also available as TD(04)161].

[WWWW04] G. WÖlfle, R. Wahl, P. Wildbolz, P. Wertz, and F. Landstorfer. Dominant path prediction model for indoor and urban scenarios. TD(04)205, Duisburg, Germany, Sep. 2004.

[XCHV02] H. Xu, D. Chizik, H. Huang, and R. Valenzuela. An efficient channel modeling approach for MIMO systems. TD(02)098, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[YBOM01] K. Yu, M. Bengtsson, B. Ottersten, D. McNamara, P. Karlsson, and M. Beach. Second order statistics of NLOS indoor MIMO channels based on 5.2 GHz measurements. In *Proc. Globecom 2001 - IEEE Global Telecommunications Conf.*, San Antonio, TX, USA, Nov. 2001.

[YiFl04] X. Yin and B. H. Fleury. Nominal direction-of-arrival estimation for slightly distributed scatterers in channel sounding. TD(04)206, COST 273, Duisburg, Germany, Sep. 2004.

[ZeST04] R. Zetik, C. Schneider, and R. Thomä. Correlation between MIMO link performance evaluation results and characteristic channel parameters. In *Proc. 13th IST Summit on Mobile and Wireless Commun.*, Lyon, France, June 2004. [available as TD(04)049].

[ZhBW04] L. Zhang, A. G. Burr, and M. W. Webb. Capacity of MIMO cellular system with finite scattering. TD(04)038, COST 273, Athens, Greece, Jan. 2004.

第 7 章　MIMO 系统

Alister Burr
Andreas Czylwik，Tricia J. Willink，Misha Dohler 和 Hamid Aghvani

7.1　概述

在前面的章节中我们在以下两个方面分析基本的 MIMO 信道：把 MIMO 与 SISO 区别开来的双向电磁传播特性和信道模型的特殊变化形状。和 SISO 信道相比，MIMO 信道容量的增加较为明显。现在我们通过这些信道特征来分析能够用来实现期望信道容量的技术。

MIMO 系统根本的优势来自于同时具有无线系统最大的优点和最大的缺点的特性。正是因为缺乏导体传播辐射信号使得无线对通信媒介有了比较大的吸引力，而且同时意味着信号不会在空间中被隔绝。这点使我们在无线系统中会遇到大量路径损失，并且增加了多径衰落和系统间的干扰。多天线（Multi-Element Antenna，MEA）矩阵通过使用空间多元性和把我们发送和接收的信号集中到了特定的方向大大减少了这些缺点，并且没有损失无线通信的灵活性和方便性。

空间中定向信号的能力使长期存在的多径传播问题成为了一个优势，因为它为发送到接收端的信号提供了不同的路径。MIMO 允许通过多条路径发送冗余信息来利用分集或者通过不同路径发送独立信息增加吞吐量（或者两者组合使用）。目前频谱比较紧缺，但是对带宽的要求却在持续增加，这毫无疑问使 MIMO 成为了最有希望满足这些要求的技术。

虽然密切相关，但是传统意义上使用多元矩阵天线方法仍然被分为两种。第一种是（比较老的一种）基于波束成形和矩阵信号处理的，这种方法被称为“智能天线”。第二种或者更广泛的说是 MIMO（Multiple Input，Multiple Output）。本章 7.3 和 7.4 节会说明两者的区别：7.3 节讲述波束成形技术，7.4 节讲述 MIMO 技术。为了实现 MIMO 技术，我们需要在发射端和接收端使用 MEA，而“智能天线”系统只需要在两者中的一端使用天线矩阵，通常是 BS（Base Station，基站）。后者在下行链路可以用 MISO（Multiple Input，Single Output）描述，在上行链路是 SIMO（Single Input，Multiple Output）。

发射分集系统，或者说是 SIMO，通常会和 MIMO 技术一起讨论。它和下行链路波束成形的区别是后者在发射端信道情况是已知的，因此可以控制能量，而发射分集即使没有信道信息仍然能够达到分集优势。这里的发射分集技术在下 4 节被介绍，包括大部分空时编码。注意，在发射端获得信道参数并且分配信号的自适应 MIMO（或者 MISO）中，这些差别会消失。

正如所提到的，MIMO系统必须在链路的两端都有MEA。容量的增加也需要这样，因为想要增加容量必须在发射端和接收端把空间多径分离出来。作为对比，MISO和SIMO系统，只有分集优势。“智能天线”的主要焦点是增加天线增益和/或减少接收端不需要的用户信号或者发射端对其他用户的干扰。尽管通常信道只有一种模式能被接收到，但是仍然有大量的工作基于MIMO系统的各种固有模式理论。

正如对第3章的介绍中提到的，对MIMO系统的讨论也会在本书的其他部分出现，因为很多第3章中提到的技术被应用在了MIMO系统中。然而，本章的重点是应用到MIMO信道特定的技术：发射技术和接收机结构。

最后，在7.5节中，我们分析MIMO技术对整个无线系统的影响。传统的MIMO技术为单链路设计和分析，而在实际中，它会被用于链路间存在干扰的网络中。很明显，一个相当重要的情况是蜂窝系统中的应用。这一节我们开始分析MIMO技术在实际中是否能够增加完整网络的容量，而不仅仅增加单链路的容量。我们也分析在更高层面尤其是网络层使用的几个MIMO或者类似MIMO的系统。

7.2　信息理论

本节主要集中于MIMO系统的信息论方面的介绍。首先概述了单链路的容量的结果，7.2.2讨论多用户MIMO链路的容量，最后讨论中继MIMO链路的容量。

7.2.1　单链路MIMO系统容量

参考资料［SSSV04a］和［SSSV04c］把MIMO链路（高SNR）的容量以较低的界限分成了3部分：最重要的容量；衰落的影响；信道特征值分布。结果表明在3种分解中，数组在遍历独立同分布瑞利衰落下统计独立。而且，得到了分组中随机数组严格分布概率。对于瑞利衰落MIMO信道，作者计算了更高界限信道容量的概率分布，得到了参考文献［SSSV04b］的信道容量的损耗率。

具有相关衰落的多径信道容量在参考文献［fise04］中进行了分析。首先，分析了SISO信道。使用相关循环均衡零均方误差高斯抽头系数的冲激响应建模。抽头系数具有相同的方差，这样和矩形功率延迟谱保持一致。用计算频率平滑MIMO信道容量的标准方法用来计算频率选择性SISO信道容量，结果扩展到频率选择性MIMO信道。数据结果显示信道抽头的相关性会减小信道容量。

所谓的对角线相关信道的容量在参考文献［ÖzBo04］中进行了分析。这样的$n \times n$的MIMO信道列出了n个正交的DoD和n个正交的DoA，DoD翻倍组成一个DoA，反之亦然。对角线相关的瑞利衰落信道比独立同分布信道遍历容量更大。作者提供了2×2MIMO信道中遍历容量增加的直觉上的解释。和独立同分布信道相比，对于对角线相关的信道，矩阵中出现了信道衰落的元素，这些元素并不独立，而是h_{11}、h_{22}或者h_{12}、h_{21}成对出现。这些对角线相关信道的分集比独立同分布信道更小。

参考文献［Syko04］中分析了非线性调制有限字母表信号的MIMO信道的容量。给定了容量的更高和更低的界限。结果正如在非限定（线性）信道中，容量级别随信道

矩阵行数的增加线性变化。

为了得到最大的容量，特征模式下的能量分布根据注水原则进行了优化。参考文献［Fise04］中提到，当使用离散能量级代替连续优化能量级时，容量降低并不重要。在四天线系统中，三个能量级已经足够，而在更多天线的系统中则需要更多的能量等级。

参考文献［KnSy04b］中，讨论了一种旨在每种特征模式下保持固定容量的方法。当然，这是一种次优的方法，但是它有以执行为中心的优点。有可能最差的特征模式不存在以至于发送功率需要趋近于无穷大。为了避免这种情况，建议跳过最差的模式。数据评估表明，每种特征模式容量不变的方法和不使用最差特征模式的方法都没有产生巨大的容量降低。

参考文献［LeMJ04］中，通过仿真计算了 5GHz 下特定信道容量的损耗概率。文献分析了宏蜂窝，微微蜂窝和微蜂窝环境下单用户下行链路传输。在 100MHz 带宽，250m 距离的微微蜂窝环境下，数据传输速率在视距条件下理论上可以达到 1Gbit/s，在非视距情况下理论上可以达到 500Mbit/s。为了在非视距室内环境下提供高数据传输速率，需要较短的链路距离（20m 以下）。室内视距环境链路距离 40m 内，数据传输速率理论上可以达到 400Mbit/s。

由于无线信道的时变性，容量也会随着时间而改变。随着带宽的增加相关的波动也会减少，因为频率差较大时，频率相关性会消失。参考文献［Czyl04］中，分析了一个简单信道环境下频率选择性衰落超宽带 SISO 无线信道的短时间的容量波动。假设已知信道参数，可以通过分析计算了容量波动。得到了一个把信道容量的波动方差和无线信号的频率相关函数联系起来的方程。

为了分析在实际系统中能够得到巨大信道容量 MIMO 系统的哪些部分，参考文献［HiBu04］计算了准静态衰落时空位交错编码调制（Space-Time Bit-Interleaved Coded Modulation，STBICM）情况下的容量丢失。容量累积分布函数（Cumulative Distribution Functions，CDF）被用来证明约束调制下 STBICM 的容量损失，STBICM 本身在非约束调制下表现出了容量丢失。不仅仅考虑了给定 SNR 和损耗概率下的容量损失，CDF 还作为给定传输速率下 SNR 的函数画出了损耗概率图。在容量为主的体系中，由于约束调制导致的 SNR 损失最大程度上独立于发射和接收天线的数目，但是调制阶数增加时 SNR 损失会减少。然而，由于位交错导致的损失和传输速率相对独立，它会随着发送天线和/或调制阶数增加而增加，随接收天线数增加而减少。约束调制容量的 Turbo 码 STBICM 方案中的损耗在 8 个接收天线时大概为 0.6 ~ 0.9dB，这比得上单发/单收的 BPSK/AWGN 的 Turbo 码信道。非约束调制 STBICM 的容量损失大概为 1.0 ~ 1.7dB。

参考文献［DAZL05］中，分析了平坦 MIMO Nakagami 衰落信道下发射天线选择方案，此方案中在发射端可以根据 SNR 最大化标准选择一个独立的天线，在接收端使用最大比例的连接。这种方案在发射端以一个额外的反馈信道的代价最大程度上减少了信号处理过程。对于给定的通信速率，准确的获得了一系列的遍历容量和损耗比率。

7.2.2　多用户 MIMO 系统容量

参考文献［PiTL02］讨论了多用户 MIMO 系统的容量。多用户 MIMO 系统中，一个

简单而实际的检测方法是在接收端用线性滤波器抑制干扰。该文章分析了发送端信号和干扰同步接收的最佳联合检测的容量丢失。

参考文献［Fosc96］给出了 n_t 根发射天线和 n_r 根接收天线普通 MIMO 系统的容量：

$$C^0_{1\cdots n_t}(\sigma_x^2,\ \sigma_n^2)=\log_2\left\{\det\left(I_{n_r}+\frac{\sigma_x^2}{\sigma_n^2}H_{n_t}H^{\mathrm{H}}_{n_t}\right)\right\} \tag{7.1}$$

σ_x^2 取决于每根发射天线的信号功率，σ_n^2 取决于每根接收天线的噪声功率。在式（7.1）中，假设所有发射天线的信号为要求的信号。现在，假设所有要求信号只来自于 m 根发射天线，干扰信号来自于 n_t-m 根发送天线，容量可以表示为

$$C^{n_t-m}_{1\cdots m}(\sigma_x^2,\ \sigma_n^2)=C^0_{1\cdots n}(\sigma_x^2,\ \sigma_n^2)-C^0_{m+1\cdots n_t}(\sigma_x^2,\ \sigma_n^2) \tag{7.2}$$

参考文献［Burr02］也分析了多用户 MIMO 系统的容量。仿真的结果显示，使用预白化滤波器减少干扰能够提高系统容量。仿真结果进一步显示 MIMO 系统容量的优势在干扰有限的区域内也存在。该文章初步的结论是 MIMO 系统的容量对于联合信道如 SISO 系统中一样稳定。

参考文献［WeBN04］计算了联合信道干扰下的 MIMO 系统的理论容量。可以证明，添加一个干扰天线能排除一个 MIMO 子信道（在高码间干扰（Interference-to-Noise Ratio，INR）下），同时其他部分不变。这一发现被用来得到高 INR 下的界限。同时发现经历越多的空间有色干扰，MIMO 系统会表现得更加有效，在更多干扰下，整体性能在低信噪比下降低。通过仿真，作者检验了接收天线比发射天线更多或更少的结果。

某文献的作者研究多用户 MIMO 传播信道。通过仿真，计算了单蜂窝总的容量的累积的分布。BS 和移动站都使用多天线。仿真建立在室内环境双向指数衰落信道模型下，这个模型非常适合微微蜂窝环境。仿真结果表明，随着发射天线和接收天线数增加总的容量会增加，蜂窝内移动站数量增加同样如此。总容量的增加会随着移动站的数目增加而减少。

7.2.3　中继 MIMO 系统容量

对于独立同分布瑞利衰落 MIMO 信道，MIMO 信道的容量随着发射天线和接收天线中数量少的一方的数量增加而增加。在实际的传播过程中，SISO 信道的容量增益随天线信号的相关性增加而减少。节点联合是多分布节点的空时处理的扩展。参考文献［WiRa03］、［RaWi04］中，计算了对应的有中继的 MIMO 链路的容量。分析了两个时间片的概念：在第一个时间片内，源发射，中继接收；在第二个时间片内，中继和源都发射信号。中继可能有也可能没有多天线，描述为噪性线性放大器。对于 LoS 信道（不含中继），由于天线信号相关性较高，链路容量随发射和接收天线数量的增加以对数形式增加。使用中继，链路容量会有极大的线性的增加，这种现象通常会在散射环境中出现。

7.3　阵列处理和波束成形

无线通信中高容量的要求和有限频谱资源需要利用自适应和分集来解决。移动多径

环境的空间时变性和信道状态瞬时性提供了很多这样的机会。

如果冲击信号经历的相关时间延迟比符号周期小，那么系统可以被归为窄带系统。这种情况下，N_t根发射天线和 N_r根接收天线的空时通信系统的基带采样矩阵为

$$\boldsymbol{r}(k) = \boldsymbol{H}(k)\boldsymbol{s}(k) + \boldsymbol{i}(k) + \boldsymbol{n}(k) \tag{7.3}$$

N_r 阶的接收信号行列式 $\boldsymbol{r}(k)$ 是每根天线端点的信号，$\boldsymbol{s}(k) = [s_1(k)\cdots s_{N_t}(k)]^{\mathrm{T}}$是发射信号的 N_t阶向量号，$\boldsymbol{i}(k)$ 是干扰信号向量，$\boldsymbol{n}(k)$ 是噪声信号向量。$\boldsymbol{H}(k)$ 是 $N_r \times N_t$的矩阵信道。一般信道特性在多符号周期中假设保持不变，这种情况它对 k 的依赖性会被忽略。

天线矩阵或者 MEA，有两个主要作用：利用分集增益，因此会减轻衰落并增加 SNR；降低矩阵增益来减少干扰，有利于有用信号。本节分析用于达到这一目标的处理发射和接收信号向量的技术。正如在 6.3 节中讨论的，空间信道可以通过放射信号或者冲激信号的 AoD 或者 AoA 的角度描述。使用与多径分量的角度对齐的定向波束的技术被称为“波束成形”。当没有获取 AoD 或者 AoA 信息使用了空间特性时，这种技术会被称为“阵列处理”。

7.3.1　天线选择

参考文献［BaFW05］中，分析了使用空时块编码的发射端和接收端天线的选择，其中利用了可选的天线子集。对 4×4 的半正交编码，只使用了 N_t个发射元素中的 4 个，N_r个接收元素中的 1 个。天线的选择基于一点，考虑数据流的部分解耦的互相干扰。当增加 $N_t > 4$ 或者 $N_r > 1$ 时，即使在高相关信道中性能会提升；在 $N_t = 4$，$N_t = 1$，独立同分布增益相关的情况下，提升也可能存在。

7.3.2　波束成形

参考文献［BrSP03］中，分析了 UMTS FDD 网络中 7 个 BS 的不同波束成形技术的应用。在简单的简易瓣切换（Simple switched Lobe，SL）技术中，选择提供最大的信号功率预定义的波束，在 65°角的混合天线中，作为更窄波束产生的更小干扰的结果，达到了双倍的网络容量。使用了 DoA 追踪需要信号最强角度并且据此指导波束方向的寻呼区（Paging Area，PA）达到的性能优势相比 SL 并不重要。使用 8 天线元素的线性半波长并设计最大化 SINR（见 7.3.3 节）的适应阵列处理器和混合向量天线相比在网络容量上有 235% 的增加，因为它们能从不同的方向获取信号的能量。

仿真天线阵列性能时，一般假设天线元是全方向的。实际中，当一个天线阵列被安装在一个天线杆上，每根天线的波束由于天线杆的阴影影响会明显偏离全方向的特性。参考文献［Czyl03］中，使用扇形天线建模了下行链路波束成形使用圆形天线的影响。在基于 FDD CDMA 的蜂窝无线电系统中仿真了不同向量天线波束宽度的平均 SIR，结果发现波束宽度即使只有 40°，性能也能和全向天线大致相等。

7.3.3　上行链路阵列处理

在每个天线阵列元中，接收机的处理阵列对到达信号进行了复杂的加权处理。加权

向量 $\boldsymbol{w}$ 可以被称为空间滤波器，会导致判定变化。

$$\hat{s}(k)=\boldsymbol{w}^{H}\boldsymbol{r}(k) \tag{7.4}$$

参考文献［PNTL02］针对最大化SINR优化的空间滤波器被用于宽带信号和各向异性干扰，例如相邻蜂窝用户引起的信号。它包含一个预处理白滤波器来白化有色干扰信号，和一个匹配于发射滤波器物理信道和预处理白滤波器的串联。有色干扰的影响会增加总接收滤波器响应，导致额外的ISI。我们注意到，除非需要的信号和干扰信号有相同的AoA，否则不能估计ISI，即使使用了ML检测；然而，即使在带宽上没有限制，在热噪声存在的情况下ISI的增益总会存在；因此，增加SINR需要全部排除ISI。

参考文献［DuOH05］使用MEA的自适应编码调制使用了MRC。这种技术中，不同天线元的信号根据它们SNR的比率进行结合。我们发现，不仅全部系统性能有提升，正如期望的，用于信道估计的符号可以使用更小的功率。

1. 权重向量计算

式（7.4）中的权重向量 $\boldsymbol{w}$ 取决于使用的优化参数。对于波束成形减少MSE的权重向量公式如下：

$$\boldsymbol{w}_{\mathrm{MMSE}}=\arg\min_{\boldsymbol{w}}\varepsilon\{|\hat{s}(k)-\boldsymbol{w}^{H}\boldsymbol{r}(k)|^{2}\} \tag{7.5}$$

由此可以导出用于 q 的Wiener-Hopf权重向量

$$\boldsymbol{w}_{\mathrm{MMSE}}=\boldsymbol{R}^{-1}\boldsymbol{p}_{q} \tag{7.6}$$

此处 $\boldsymbol{R}=\varepsilon\{\boldsymbol{r}(k)\boldsymbol{r}^{H}(k)\}$，用户 q 的传播矩阵是 $\boldsymbol{p}_{q}(k)=\varepsilon\{\boldsymbol{r}(k)\boldsymbol{s}_{q}^{*}(k)\varepsilon\}$。

在参考文献［NaCB03a］中分析了MMSE阵列处理器的SINR性能。如图7.1所示，对于高信噪比，干扰控制和阵列处理器作用很小，减少了干扰信号的组成。在低信噪比时，阵列处理器起控制作用，最大化来自目标用户的信号能量。在MMSE阵列处理器找到空值和波束方向的预期值时存在一个平坦变化的区域。

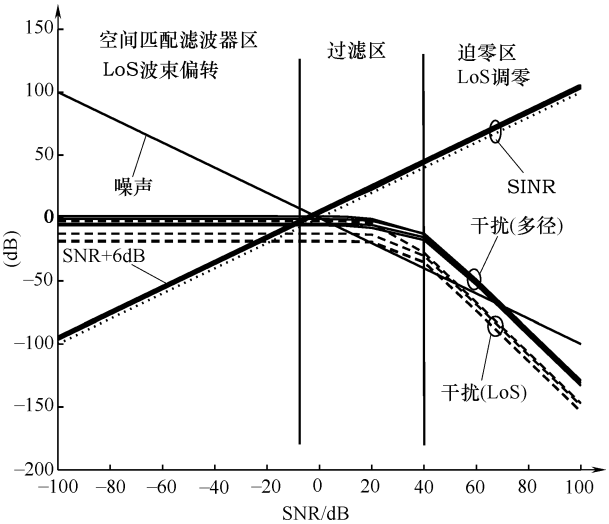


图7.1　噪声和干扰对比（SNR为MMSE矩阵权重，$N_{t}=N_{r}=4$）

当信道矩阵 $\boldsymbol{H}$ 是列稀疏时，例如，当矩阵轻负载（$N_t < N_r$）时，信号成分 $\boldsymbol{r}(k)$ 的信号元的联合矩阵 $\boldsymbol{R}_{ss} = \boldsymbol{H}\varepsilon\{\boldsymbol{s}(k)\boldsymbol{s}^H(k)\}\boldsymbol{H}^H$，是不同的，噪声的影响可以通过使用基于子空间阵列处理器来减少（见参考文献［Will02］）。对于 $N_t \leqslant N_r$，$\boldsymbol{HH}^H$ 至少有 N_t 个非零特征值，表示为 λ_i，$i=1$，…，N_t。由于

$$\boldsymbol{R} = \boldsymbol{HH}^H\sigma_s^2 + \sigma_n^2\boldsymbol{I} \tag{7.7}$$

可以写为

$$\boldsymbol{R} = \boldsymbol{U}_s\boldsymbol{\Lambda}_s\boldsymbol{U}_s^H + \boldsymbol{U}_n\boldsymbol{\Lambda}_n\boldsymbol{U}_n^H \tag{7.8}$$

此处 $\boldsymbol{\Lambda}_s = \mathrm{diag}(\lambda_1, \cdots, \lambda_{N_t}) + \sigma_n^2\boldsymbol{I}$，$\boldsymbol{\Lambda}_n = \sigma_n^2\boldsymbol{I}$。$\boldsymbol{U}_s$ 的列是 $\boldsymbol{\Lambda}_s$ 的特征值组成的特征向量，并且扩展了信号子空间。$\boldsymbol{U}_s \perp \boldsymbol{U}_n$ 的 U_n 的列扩展了噪声的子空间。由于需要的用户信号必须位于信号子空间中，MMSE 的权重行列式为

$$\boldsymbol{w}_{ss} = \boldsymbol{U}_s\boldsymbol{\Lambda}_s^{-1}\boldsymbol{U}_s^H\boldsymbol{p}_q \tag{7.9}$$

2. 联合检测

对于 JD，可以发现 $\hat{\boldsymbol{s}}(k)$ 使用了 ZF 的权重矩阵，由信道矩阵的伪逆给出，例如参考文献［WeMe04］中

$$\boldsymbol{W}_{ZF} = (\boldsymbol{HH}^H)^{-1}\boldsymbol{H} \tag{7.10}$$

注意到这需要信道矩阵的参数，而不仅仅是式（7.6）和式（7.9）中接收信号的协方差矩阵。

3. 过载矩阵

当矩阵过载时，例如 $N_t > N_r$，ZF 阵列处理器由于不能消除干扰，所以不能应用。这种情况下，ML-JD 成为理想的接收机，但是对于 m 位/符号，复杂度为 $O(2^{N_t m})$，复杂度则成为合理用户数目时的阻碍。参考文献［CoWi04b］中提出了对于复杂矩阵的联合检测的可选的方案，使用了 ZF 检测器提供的初始先验信息的遗传算法。在每一代，计算每个成员的适应度，下一代通过复制、变化、取优的过程产生。使用适应度的数目作为计算复杂度的标准，BER 和复杂度的关系如图 7.2 所示，N_t 为 8 个用户，N_r 为 5 个

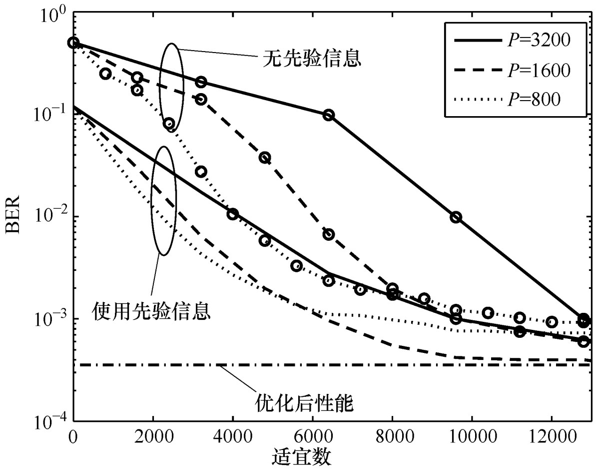


图 7.2　BER 与性能对比曲线（5 天线，8 用户，QPSK 调制，SNR 为 17.8dB）

元素的接收矩阵。使用先验信息的重要性在提高初始化性能和快速变换时。种群规模P，也会影响变化速度和逼近的性能。

7.3.4 下行链路阵列处理

BS天线阵列也可以用来提高下行链路通信性能；如果一个给定的单元天线MT的BS阵列的信道响应是$\boldsymbol{h}$，那么通过反馈，来自BS的MT的接收信号为

$$\boldsymbol{r}(k)=\boldsymbol{h}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x}\boldsymbol{s}(k)+\boldsymbol{n}(k) \tag{7.11}$$

式中，$\boldsymbol{n}(k)$是加性噪声，$\boldsymbol{x}$是BS的发射权重向量。

例如TDD系统，当接收端能够获得信道信息时，上行链路中使用的行列式处理器的权重能够被使用在下行链路中。参考文献［ZeZe03］分析了室内环境的数据测试。在上行链路获得每个天线元状态信息并且在下行链路使用获得状态的逆，可以观察到MT的衰减会明显地减少。

在参考文献［HäCC03］中，提出了UMTS的下行链路波束成形理论，理论中假设所有下行链路的多径元素的角度和衰减都已经获得。目的是最大化MT的平均信号功率，同时保证全部干扰的功率不变。提供了用户q问题解决方法的权重向量$\boldsymbol{x}$被证明为何最大特征值λ一致的特征向量，λ在下式求解

$$\boldsymbol{R}_q\boldsymbol{x}=\lambda\boldsymbol{R}_{in}\boldsymbol{x} \tag{7.12}$$

$\boldsymbol{R}_q$和$\boldsymbol{R}_{in}$是需要的用户和干扰加噪声的空间联合变量矩阵。使用简单的功率控制理论时，和单天线元比较，下行链路波束成形器被证明使用4个接收天线元能够为超过60%的用户提供支持。功率控制起相当大的作用，尤其是在有大量天线元的MEA中。$N_{\mathrm{r}}=4$，当使用功率控制时，支持的用户数可以有50%的提升。

在参考文献［NaCB04a］中，最小化总的发射功率目的是得到使得每个用户得到目标SINR下行链路的权重。问题是约束优化的公式表达，这可以使用梯度算法来解决。结果发现下行链路的权值并不总和上行链路一致。

对于多数据流的JT，7.3.3节中的ZF联合检测器的并行，发射权值的行列式是ZF-JT（见参考文献［WeMe04］）

$$\boldsymbol{X}=\boldsymbol{H}^{*}(\boldsymbol{H}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{H}^{*})^{-1} \tag{7.13}$$

7.3.5 信道估计

参考文献［MaWe04］提出了一种在OFDM系统中估计多MT的信道响应的技术，每个MT有一根天线，假设信号是来自单AoA的BS矩阵的冲激响应，同时AoA信息在接收端是已知的。获得了ML和MMSE的信道响应估计，结果由于MMSE方案包括额外的来自功率延迟的信道状态信息，它能提供更好的性能。但是必须注意这些信息在实际系统中很难获得。

参考文献［NiSS03］中，和衰落幅度相比，在时变多径信道中，AoA和到达延时改变更慢。在块乘块传输系统中为基于追踪估计提出了一种应用这一特性的子空间的方法。AoA和延迟的半静态特性被转换成了包含信道响应的空时的非变化的子空间。子空间通过长时间求平均值（在几个块上）来估计，而快速变化的参数在短时间（块乘块）

内更新。由于子空间的估计的准确性随着块的数目增加而增加，那么只要空时子空间为半静态，则影响全部信道估计方差的参数仅仅会渐进减少到快速变化的特征。参数数量的减少与无线环境特别相关，这里角度延迟扩展比系统的分辨率要小。

图 7.3 给出了一个例子。图 7.3a 中为 5 个路径，在整个块中，AoA 参数 $\{\theta_i\}_{i=1}^{5}$ 和延迟 $\{\tau_i\}_{i=1}^{5}$ 不变。图 7.3b 是使用第 l 个块内的信道的 PDA（Personal Digital Assistant）的曲线图；图 7.3c 是由非强制性最小二乘法得到的噪声估计。由于 $\theta_1=\theta_2$，$\theta_3=\theta_4$，$\theta_4=\theta_5$，空间和时间的子空间有维度，即分集阶数，分别有 $r_S=3$，$r_T=4$。图 7.3d ~ 图 7.3f 是子空间估计的 PDA 图。这些估计中，图 7.3d 是只利用时间的子空间的固定性获得的，图 7.3e 只利用了空间的子空间，图 7.3f 利用了空间和时间子空间，并且使用了不同的阶数，$\hat{r}_T$ 从 1 ~ 4，$\hat{r}_S$ 从 1 ~ 3。比较结果显示，通过使用约束估计，空时子空间的投影如何减少估计错误。

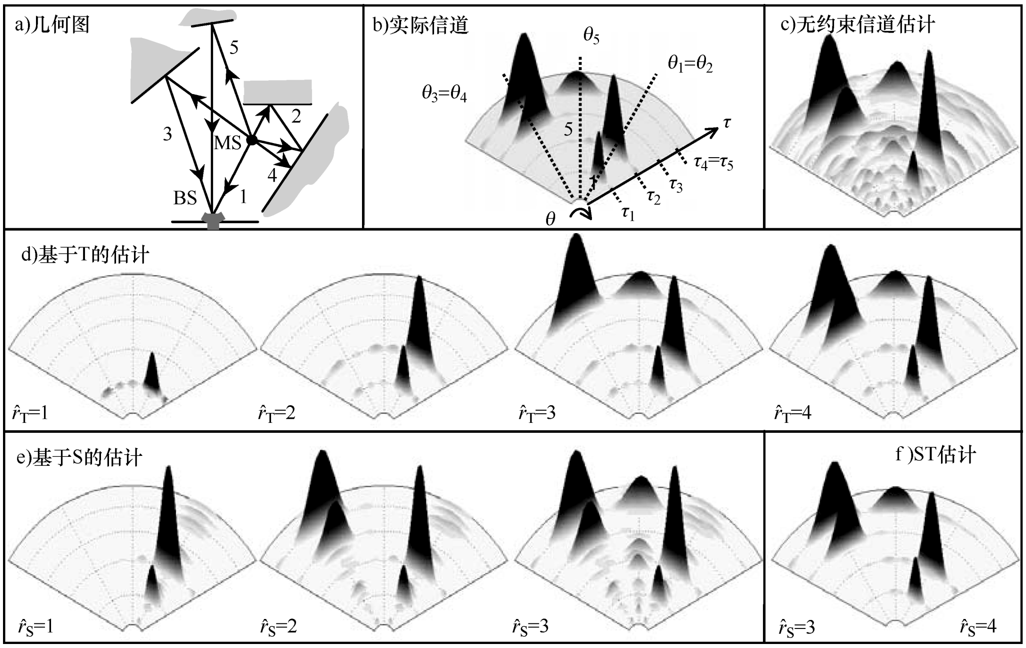


图 7.3　信道空间和/或时间凸起（5 个路径，$r_S=3$ 且 $r_T=4$）

参考文献［WeMZ05］提出了一种可选的基于子空间的方法，这种方法中矩阵分解基于一个发现，即当无线设备在小空间移动时，冲击信号不改变，但是由于快速衰落，基于子空间的信道向量会快速改变。所以，在每一个码元片段，只有基于子空间的信道向量需要更新，和一般的估计相比，这就减少了需要估计的未知参数的数量。参考文献［WeMZ05］中表示，SNR 的恶化会随着冲击波形数目减少而减少，因为必须估计的子空间的尺寸也跟着变小了。

1. 信道估计误差的影响

在实际的系统中，信道矩阵 $\boldsymbol{H}$ 或者它的联合变换矩阵 $\boldsymbol{R}$ 的估计误差来自于噪声、

非理想的追踪序列、数量、信道状态的时变性等。即使使用很好的估计技术，信道估计误差仍然不可避免。参考文献［NaCB04b］中分析了估计误差对 ZF 阵列处理器造成的不良影响。结果发现，即使信道矩阵估计中很小的误差也会导致 SINR 很明显的恶化，在 LoS 中，这种影响更加明显。

参考文献［Will02］介绍了对阵列处理器中估计错误的影响。在矩阵和传播向量中，估计误差被看做干扰

$$\hat{\boldsymbol{R}} = \boldsymbol{R} + \boldsymbol{E}_R \text{和} \hat{\boldsymbol{p}} = \boldsymbol{p} + \boldsymbol{\varepsilon} \tag{7.14}$$

估计误差导致的 MSE 中的平均值的增加由 $\boldsymbol{R}^{-1}$以及 $\boldsymbol{E}$ 和 $\boldsymbol{\varepsilon}$ 统计值的一阶近似来获得，对于 MMSE 和 MMSE 子空间阵列处理器都是这样。

参考文献［WeMe04］给出了分析信道估计误差对 ZF-JD 和 ZF-JT 行列式处理器性能影响的方法。干扰如下定义：

$$\hat{\boldsymbol{H}} = \boldsymbol{H} + \boldsymbol{E}_{\mathrm{H}} \tag{7.15}$$

$\boldsymbol{E}_{\mathrm{H}}$的方差为 σ_{e}^2。σ_{e}^2较小时，数据估计误差就 $\boldsymbol{E}_{\mathrm{H}}$方面可以根据泰勒级数表达，并且得出误差的阶数。

2. 估计误差补偿

正如前面所述，信道估计误差不可避免。在参考文献［BoBP04］和［ChCz04］中，信道估计误差的影响在 CDMA 中被作为决定重要矩阵权重的因素来考虑。在参考文献［BoBP04］中提出了“强适应性波束成形”。这种技术用于不使用追踪序列的系统中，不根据需要信号的角度补偿信息来对阵列处理器进行校正。这是一种基于最坏情况优化的低复杂度的方法，如下所述。

接收信号 $\boldsymbol{r}$ 包括信号、干扰、噪声，对应的 N_{r}个相关量的合并向量是 $\boldsymbol{y}$，最大化 SINR 的权重向量使用合并前和合并后的变换矩阵来计算，即 $\boldsymbol{R}$ 和 $\boldsymbol{R}_{yy}$；这种方法被称为“改良编码滤波”。

$$\boldsymbol{w}_{\mathrm{mcf}} = \arg\max_{\boldsymbol{w}} \frac{\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}_{yy}\boldsymbol{w}}{\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}\boldsymbol{w}} \tag{7.16}$$

它等价于最小方差响应（Minimum Variance Distortion Response，MVDR），即

$$\min_{\boldsymbol{w}} \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}\boldsymbol{w} \qquad \text{等价于} \qquad \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}_{yy}\boldsymbol{w} = \sigma_y^2 \tag{7.17}$$

这种最优化没有接近的形式解法，但是 $\boldsymbol{w}$ 可以通过迭代获得，参考文献［BoBP04］中对此进行了详细的阐述。可以发现和直接矩阵求逆相比，这个被提出的理论是最稳健的解法。

在一个相似的过程中，参考文献［ChCz04］提出了一种基于最小中断概率的阵列处理器。所有用户的相关矩阵 $\boldsymbol{R}_k$，$k=1$，…，N_{MT}，假定易受未知干扰 $\boldsymbol{E}_k$影响，用户 q 的 SINR 为

$$\gamma_q = \frac{\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{R}_q + \boldsymbol{E}_q)\boldsymbol{w}}{\sum_{k\neq q,k=1}^{N_{\mathrm{MT}}} \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{R}_k + \boldsymbol{E}_k)\boldsymbol{w} + \sigma_n^2\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}} \tag{7.18}$$

对于一个 SINR 开端 γ_{th}，那么用户 q 的损耗概率为

$$O_q = \Pr\{\operatorname{tr}((\boldsymbol{R}_q + \boldsymbol{E}_q)\boldsymbol{w}\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}) \leqslant \gamma_{th} \sum_{k \neq q, k=1}^{N_{\mathrm{MT}}} \operatorname{tr}((\boldsymbol{R}_k + \boldsymbol{E}_k)\boldsymbol{w}\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}} + \sigma_n^2 \gamma_{th} \operatorname{tr}(\boldsymbol{w}\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}})\} \tag{7.19}$$

在 BS 矩阵中使用 $N_{\mathrm{r}}=4$ 的 7 站 UMTS 网络，$\boldsymbol{E}_k$的分布符合 $CN(0, \sigma^2)$，$\sigma = 1^{-10}$，参考文献［ChCz04］中，矩阵处理器可以支持另外 25% 的用户。

7.3.6　时变信道

在参考文献［CoWi04a］中，评估了在不同的操作环境中使用测试数据对改变信道响应时得到权值适应性的方法。仿真使用了长度为 N_{T}的追踪序列来得到估计矩阵 $\hat{\boldsymbol{R}}(n)$ 和传播向量 $\hat{\boldsymbol{p}}_q(n)$，$n$ 是帧参数。

这两种权值自适应方法分别是直接矩阵求逆（Direct Matrix Inversion，DMI）和 LMS，DMI 是一种块适应性算法，LMS 是一种坡度自适应算法。对于 DMI，n 帧的权重值向量是

$$\boldsymbol{w}_{\mathrm{DMI}}(n) = \hat{\boldsymbol{R}}^{-1}(n)\hat{\boldsymbol{p}}_q(n) \tag{7.20}$$

在 LMS 算法中，权值向量对每 N_{T}个追踪符号具有适应性，

$$\boldsymbol{w}_{\mathrm{LMS}}(k) = \boldsymbol{w}_{\mathrm{LMS}}(k-1) + \mu \boldsymbol{r}(k-1)e^*(k-1) \tag{7.21}$$

$$e(k) = s(k) - \boldsymbol{w}_{\mathrm{LMS}}^{\mathrm{H}}(k)\boldsymbol{r}(k) \quad k = 1, \cdots, N_{\mathrm{T}} \tag{7.22}$$

参考文献［CoWi04a］中，对于与单一接收天线元相关的不同大小行列式通过使用农村、城乡交界和城市环境的数据来决定平均 SNR 增量，并且在图 7.4 中给出了 $N_{\mathrm{T}}=12$，追踪序列帧长度为 60 的结果。只要在一个帧中信道响应改变很小，并且所有的多径簇包含在分集结合过程中，在所有的传播环境的 DMI 算法都有近似的性能。然而，只要元素的数量增加超过 $N_{\mathrm{T}}/2$，SNR 的增量就会减少，原因是信道估计的不足，正如 7.3.5 节中讨论的。

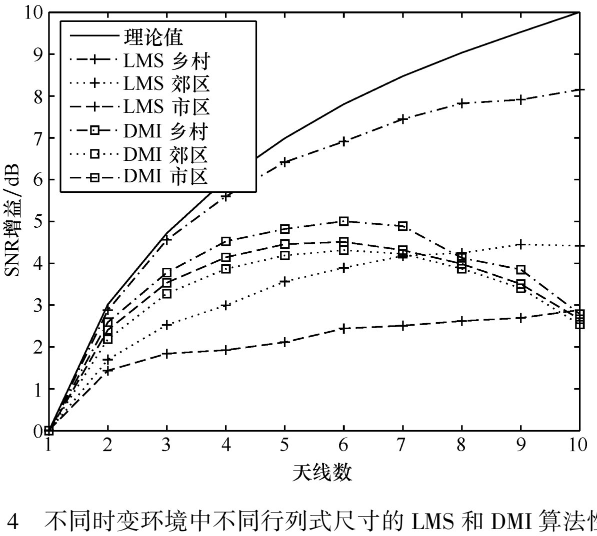


图 7.4　不同时变环境中不同行列式尺寸的 LMS 和 DMI 算法性能

LMS算法的性能更加取决于工作环境。在农村，有LoS分量，到达角度会随着车辆移动慢慢改变，LMS算法能在信道响应中控制这些变化。在城乡结合处和城市环境中，由于LMS算法不能控制快速变化的信道响应，性能会比较差。

7.3.7 阵列处理的应用

1. UMTS

上面提到的很多技术都能用于UMTS中，例如参考文献［Pomm02］，［ChCz04］，［HäCC03］。参考文献［GiCo01］，［GiCo02］，［GiCo03a］，［GiCo03b］，［GiCo04］中进行了不同UMTS使用自适应天线的详细分析。最小化MSE的权值向量利用共轭梯度（Conjugate Gradient，CG）方法来最小化均方误差。与单一的全向天线元相关的行列式处理器带来的增益由G_{N_r}给出。

阵列处理器的性能在无数个宏蜂窝中进行了评估，参考文献［GiCo02］中发现在BS和MT之间的距离、散射圆的半径、簇和散射的密度都会导致类似阵列处理器的性能变化。特殊的是，当冲击信号的角度扩展减小时，阵列处理器的受约束分解意味着瓣值和空值不能把有用信号从干扰中分离出来。族群/散射的密度影响最大。只要角度替代和MT分组在BS能提供足够的空间分离，通过使用自适应阵列处理器就能带来较大的增益。在微微蜂窝环境中，相比宏蜂窝环境，信号有更大的角度和时间富余，因此使用自适应天线能达到更大的增益（见参考文献［GiCo03a］，［GiCo04］）。

通过CG迭代得到的G_{N_r}显示，在降低到正常值前，经过几次迭代增益能达到峰值（见参考文献［GiCo01］）。SINR增益的演化和迭代后的MSE被认为取决于用户数目和分组（见参考文献［GiCo03b］）；当冲击信号有近似的角度和时间特性时，峰值后的降低更大。通过分析噪声、块尺寸和编码长度的影响发现更长的编码长度会带来更好的性能。一个可选的方法为在MT使用上行链路波束成形以增加BS上的差异。

参考文献［Pomm02］提出了一种半盲性最小二乘算法，这提高基于估计数据符号的行列式权值向量。对N_{SF}长的扩频序列，传输信号可以被描述为时间向量

$$\boldsymbol{s} = \alpha \boldsymbol{s}_{DC} + j\beta\, \boldsymbol{s}_{ConvolutionalCodes(CC)} \tag{7.23}$$

下标DC和CC与数据和控制信道、DPDCH（Dedicated Physical Data Channel）和DPCCH（Dedicated Physical Control Channel）相关。接收信号矩阵用$\boldsymbol{U}_r$表示，假设信道平坦衰落。初始估计值可以从已知的控制信道的识别序列获得，它使用MMSE准则，DPDCH和DPCCH的未知部分则可以通过迭代进行估计，迭代次数为m时

$$\boldsymbol{w}_m = \arg\min_{\boldsymbol{w}_m} \| \Gamma\{\boldsymbol{U}_r \boldsymbol{w}_m\} - \beta \cdot \hat{\boldsymbol{s}}_m \|^2 \tag{7.24}$$

迭代的过程一直重复，直到估计的数据序列不再改变。参考文献［Pomm0］发现，只要几次迭代，算法就会收敛，即例如1~3次，这取决于SNR。

2. HIPERLAN/2 和 IEEE802.11a/e

利用HIPERLAN/2的WLAN中的接入点的天线阵列的使用在参考文献［NaCB02］，［NaCB03a］，［NaCB03b］，［NaCB04b］，［NaCB04c］中被提出。一种特殊的环境为电

视广播台，这里必须支持多用户的不同传输速率。自适应天线为减少来自其他用户的干扰提供了可行的方法。使用射线追踪来提供工作平台的空时模型，环境为 5.18GHz，使用 ULA，$N_r=4$。使用 ZF-JD 阵列处理器，在超过 20MHz 的带宽一致的环境中，波束结构在信号带宽范围内平稳的变化，这说明只更新 2 或 3 个行列式权重需要 52 个载波。在大约 2MHz 的一致的带宽范围内，每 2 个或 3 个子载波，权重就需要更新。

3. **联合**

联合发射检测集成网络（JOINT）在 MT 和 AP 端有 MEA 的 TDD-OFDM 系统中提出（见参考文献［WSLW03］）。覆盖了给定区域的每一个 AP 分组连接到中央单元。在中央单元的上行和下行链路中应用了 JD 和 JT。系统模型可以使用式（7.3）描述，$\boldsymbol{H}$ 的块元素是 N_{MT}个 MT 和 N_{AP}个 AP 的信道矩阵，行列式中的向量分别代表发射和接收向量。参考文献［WSLW03］表明，对于独立同分布的复杂高斯信道矩阵 $\boldsymbol{H}$，对给定的 MT 提供规定的 SNR，给定了 N_{MT}/N_{AP}，发射能量和 AP 的 N_{AP}数目成反比。这意味着在一个服务区内需要的总能量和对其他区域造成的干扰是 N_{MT}/N_{AP}的函数，因此在给定的 QoS 下支持的用户数量只受接入点数目 N_{AP}的限制。

7.3.8　特征波束成形

当无线通信系统在发射端和接收端有天线阵列时，上面提到的波束成形的方法可以被用来提高系统吞吐量。特别地，假设在发射端和接收终端获得了信道响应矩阵 $\boldsymbol{H}$ 的信息，并用它生成了正交空间滤波器。信号带宽假设远小于信道带宽，对于频率选择性信道，特征波束成形和 OFDM 联合使用形成了多窄带并行系统（见参考文献［Will03］，［Will05b］）。

$\boldsymbol{H}$ 的分解为

$$\boldsymbol{H}=\boldsymbol{U\Sigma V}^{\mathrm{H}} \tag{7.25}$$

$\boldsymbol{U}\in\mathbb{C}^{N_r\times N_r}$，$\boldsymbol{V}\in\mathbb{C}^{N_t\times N_t}$，$\boldsymbol{\Sigma}$ 的对角线元素为 σ_i，$i=1$，…，σ_N。因此，有非零增益的 $\boldsymbol{H}$ 至少有 $N=\min(N_t, N_r)$ 个正交模式。

现在等价的系统模型为

$$\hat{\boldsymbol{s}}=\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{HXP}^{\frac{1}{2}}\boldsymbol{s}+\boldsymbol{n} \tag{7.26}$$

$\boldsymbol{X}$ 和 $\boldsymbol{W}$ 是 $N_t\times N$ 和 $N_r\times N$ 的发射机和接收机的空间滤波器矩阵，$\boldsymbol{P}=\mathrm{diag}(p_1, \cdots, p_N)$ 是功率权重矩阵。权重矩阵通过下式选择：

$$\boldsymbol{W}=\boldsymbol{U}\ \text{和}\ \boldsymbol{X}=\boldsymbol{V} \tag{7.27}$$

式（7.26）则可以写为

$$\hat{\boldsymbol{s}}=\boldsymbol{\Sigma P}^{\frac{1}{2}}\boldsymbol{s}+\boldsymbol{n} \tag{7.28}$$

因此，发射端的空间滤波器 $\boldsymbol{X}$ 控制信道的正交特征模式上 N 个数据子流的方向，使得它可以使用 $\boldsymbol{H}$ 左奇异向量作为行列式权值而不考虑接收端的干扰就能被获得。特征模式 k 的信道增益为 $\lambda_k=\sigma_k^2$，λ_k是 $\boldsymbol{H}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}$ 的第 k 个特征值。

有效的使用特征波束成形的一个重要问题是在每个特征模式上适应性调制和编码方

式的选择，功率分布 $\boldsymbol{P}$ 也很重要。解决问题的方法取决于是否假设了发射端和接收端得到了完整的信道信息或者是只有一个估计 $\boldsymbol{H}$。

1. 完美信道信息

基于误码率和中断容量的特征模式下，解决适应功率分配和调制/编码速率的方案被提出。

2. 基于误码率的自适应性

在能达到规定误码率性能的结构中，每一个特征模式的功率级和调制星座被选择用来达到最优功率分布上的目标性能。

参考文献［SaTA04］中，确定了 BPSK、QPSK 和 16-QAM 在每 10 个功率级上的 BER。提出的功率和调制自适应算法在可能的功率候选值和星座尺寸的设置中搜索以找到最大化总吞吐量的设置。

对于 MIMO OFDM，参考文献［MuDa04］中使用了在每个频率载波下的最强的特征模式。为判定星座尺寸，功率载入算法被提出，并在 IEEE 802.11a 的物理层环境中仿真。在 BER 为 10^{-6}时，和 SISO 相比，在 2×2MIMO 中，提出的适应性功率载入模型提供了超过 4dB 的增益，和注水法相比近似为 1dB 增益。

3. 基于中断容量的自适应性

参考文献［Fise04］中提出了第一个基于中断容量的自适应策略；在这种方法中，功率分布不连续，目的是最小化中断容量，这等于是最大化相同信息。优化的问题被定义为拉格朗日最小化，这种方法使用迭代局部离散一阶查找方法得到解。功率级 $L=2,\cdots,6$，$N_t=N_r=3$ 时，使用迭代方法得到的结果显示，即使较差的功率解决方案也能达到低的损耗概率，同时 SNR 减小时，小的 L 值带来的恶化也会减小。

这种方法的缺点是每一个连在一起的区间都需要迭代的解。参考文献［Fise04］中提出了一种非迭代的近似解方案，其利用了使用迭代解法时的观测值。图 7.5 给出了 $N_t=N_r=2$，$L=6$ 的 2 维特征值空间的解的分布。灰色阴影区为不同的可行解。区域被

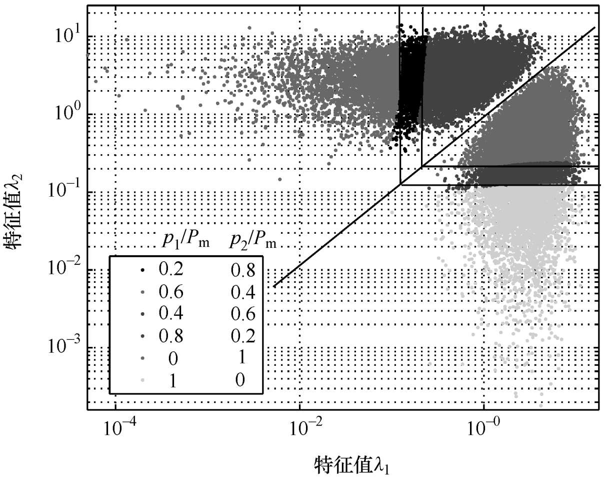


图 7.5　迭代法得到的解（$N_t=N_r=2$，$L=6$，SNR $=10$）

分块，并且是被和坐标轴平行的线分开。预定的界限的使用能快速选择 P，其使用了特征值比率。

另一种基于损耗概率自适应功率分布的方法在参考文献［KnSy04b］中提到。在这种情况下，其目的是得到每个特征模式的恒定的目标容量，以及使用最小发射损耗概率的恒定的全部容量。这个标准使所用特征模式的单一码表的使用成为可能。这个问题的一个解决方法是“截断信道水逆”，在这种模式里增益比一些关断的阈值小；然而，损耗概率会变得非零点。参考文献［KnSy04b］中提到的可选的方法是“子空间信道求逆”，这种方法中最差的特征模式一直关闭，$N-1$ 维子空间在没有截断的情况下完全反转。

图 7.6 中给出了使用全空间截断求逆和子空间求逆的未分级的特征模式的遍历容量，同时，获得了在空间和时间上使用优化注水法的遍历容量。注意到信道维度 $N=\min(N_t, N_r)$ 增加时，全空间截断和子空间求逆的差距会减小。

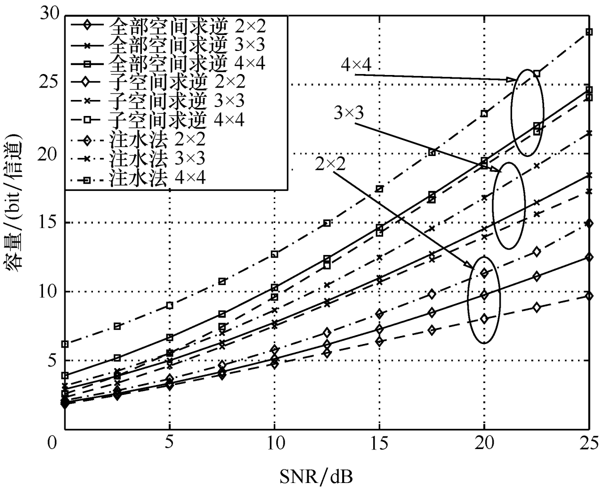
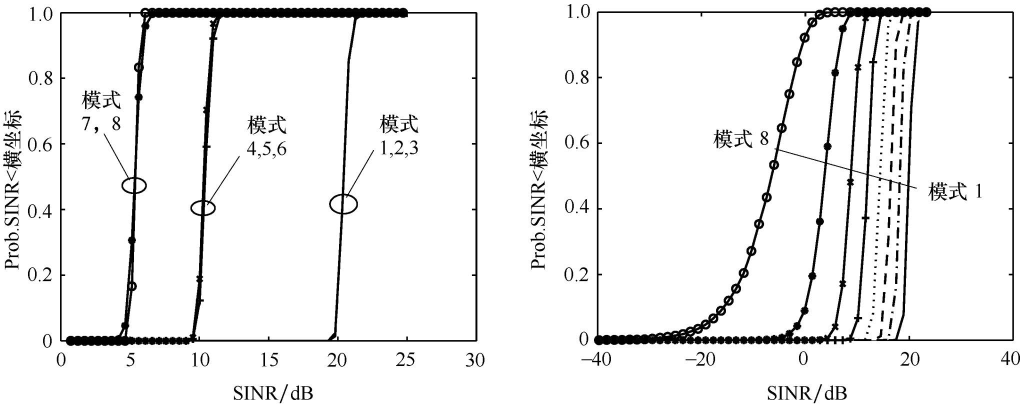


图 7.6　未分级的特征模式的遍历容量
（使用全部空间截断反演、子空间求逆和注水法）

4. 不完美的信道信息

参考文献［SaTA04］中发现，提出的功率和调制自适应算法的性能在仿真和实验间存在差别。注意，为了支持自适应功率的载入，需要信道估计、反馈和同步技术有比较高的精确性。信道估计错误的影响是发射和接收权重行列式（7.27）和信道不匹配，结果导致 SI（见参考文献［Will05a］）。信道估计错误引起的 SI 的影响可以通过干扰分析来估计（见参考文献［Will05a］），并且考虑估计误差影响每一个特征模式的预期的 SINR 都可以判断出来。这被应用在强加载原理中来选择特征模式的数目，这些特征模式应该能支持需要的性能的传播，并能够有根据地分配发射端功率。通过多种实现方法获得的 8×8 信道 $\boldsymbol{H}$，分布为 $CN(0, \sigma_n^2)$，估计误差 σ_e^2 的 SINR，在图 7.7a 给出了结果。确定的 SINR 模式 1～3 为 20dB，模式 4～6 为 10dB，模式 7 和 8 为 5dB。相同模型的来

自于注水法分布的 SINR 结果在图 7.7b 中给出。强功率载入理论在少于 13% 的情况中选择了 7 种或者更多的模式，而注水法方法在超过 72% 的实现中使用了所有 $N_t=8$ 模式。



a)强功率载入　　b)注水法

图 7.7　不同模式和功率分布算法下特征模式达到的 SINR

5. 稀疏传播环境中特征波束成形

虽然 MIMO 系统的研究重点为分散传播环境中应用，但是如参考文献［Will03］、［Will05b］中提到的，混合无线接收系统中特征波束成形和 OFDM 可以联合使用，这种情况下的稀疏传播环境中 MIMO 也能得到有用的增益。在加拿大多伦多大概距地面 60m，发射端和接收端之间的 LoS 被小的建筑群分块，在 5.75GHz 下，通过 $N_t=N_r=8$ 的 ULA 得到了信道数据。信道相关的静态特性支持一种特征波束成形技术的使用。信道估计误差导致的自身干扰能够通过限制使用的特征模式的数量来控制。总的来说，在一个使用单元无线的系统中，得到了频谱效率增加的因素。3 个元素中的一个增长被认为和使用单数天线元的系统有关。

参考文献［BuHe03］进行了冲击多径和单数向量关系的分析。在两个传播向量分别为 $\boldsymbol{h}_1$ 和 $\boldsymbol{h}_2$ 的相互关联的冲击波形中，存在两种极限情况：$\boldsymbol{h}_1$ 和 $\boldsymbol{h}_2$ 正交，$\boldsymbol{U}$ 中的单数向量与这两个传播向量一致并且单数的值就是它们两个的标准值。如果 $\boldsymbol{h}_1^{\mathrm{H}}\boldsymbol{h}_2\neq 0$ 并且 $\|\boldsymbol{h}_1\|=\|\boldsymbol{h}_2\|$，那么单数向量包含两个状态相反的传播向量。因此，单数的向量为“和与差”的形式。当 $\boldsymbol{h}_1^{\mathrm{H}}\boldsymbol{h}_2\neq 0$ 并且 $\|\boldsymbol{h}_1\|\neq\|\boldsymbol{h}_2\|$，单数的向量在这两种极限情况中，各自的传播向量在各自的单数行列式中，但是有不同的幅度。这种影响会在被测量的数据中发现，正如图 7.8 所示（见参考文献［BuHe03］）。在 AoA 为 –55°和 20°时，最强的两种模式波束同向，预示了一种强的“和”关系。这些影响在参考文献［Will05b］中也有提到，认为在稀疏传播环境中，特征结构高度依赖于频率，因为波长元素分离的比例影响到达的有效角度。

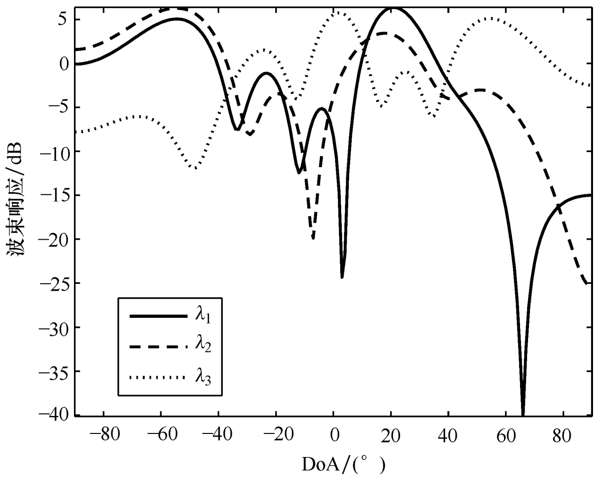


图 7.8　多天线测量的 3 种最强模式的特征波束响应

7.4　MIMO 传输技术

7.4.1　引言

在和 MIMO 发射技术相关的 COST 273 上的工作有很多种，从空时编码技术到强化型信道估计算法。正是这样，大量的精力放在 STBC、STTC、复用、信道估计、发射端复杂度降低等方面，在分布和合作 MIMO 技术上也是如此。

本节结构如下：我们首先详细分析空时发射机；然后是空时接收机；第三，不同空时编码的性能；第四，使用实际值标记对空时编码分析的进行了总结。最后，我们在分布和合作 MIMO 收发机方面进行了研究。

7.4.2　空时发射机设计

1. 空时块编码结构

（1）部分反馈的 Alamouti

反馈 STBC Alamouti 方案是一种链路自适应的特殊结构，在 3.6 节有详细的解决方案。

（2）格状编码调制（Trellis Coded Modulation，TCM）和 STBC 的相关内容

在 4 发射天线 4 接收天线的 MIMO 信道上使用简单的高速空时块编码的高速实际 TCM 码的相关调制方法性能在参考文献［HaGe02］中给出了。4 个 TCM 编码器将 32-QAM 的四路数据流转换为简单的速率 2，为 2Alamonti，这类似于空时码在 4 根发射天线上传播数据。对于所有的研究假设接收端 CSI 完美。在这种情况下，获得了每个信道使用 8 个信息比特的全部数据传输速率。通过使用低复杂度 ZF 接收机的 4 根接收天线，我们得到的阶数大约为 6。与使用相同数据传输速率和复杂度的 V-BLAST（Vertical-

Bell Labs Space Time）系统相比，这个系统对于所有类型的相关和非相关 MIMO 信道有更好的性能。

参考文献［HaGe02］中的性能结果显示，在 SNR 较低时，具有合理的串联 STBC 可以得到较高的数据传输速率。由于更低的差异等级，编码 V-BLAST 系统表现出了相当平滑的 BER 曲线。系统说明了在 MIMO 系统中一定数量的空间分集的重要性，通过概括 Alamouti 原理很容易得到这一点。只提供有限的空间分集的高码率 STBC 就能很大地提高系统性能。

2. 空时格状码方案

（1）新的 STTC

对数据，STTC 在快速衰落信道中被认为只适于 2 发射天线。这个限制是因为寻找合适编码的搜索时间。参考文献［BRHR04］、［ABRH03］提出了用于快速衰落瑞利信道的 3 天线和 4 天线的新的 4-PSK STTC。这些编码根据符号的汉明距离和变长距离标准设计；标准Ⅰ使用快速编码搜索。这个设计标准对系统差异阶数不大于 3 时的编码构造进行了优化。否则，符号汉明距离和累积路径标准（标准Ⅱ）会被选择。

这些新的编码的性能通过 SNR 和 FER 函数的蒙特卡洛仿真进行对比。在每个仿真中，帧长为 130 个 4-PSK 符号，它们同时从每一根天线发射信号。在接收端使用了最大似然的 ST-Viterbi 解码器，假设接收端有完美的信道估计，使用信号快速衰落信道，结果显示新的编码超过已知编码几分贝（见参考文献［BRHR04］、［ABRH03］）；还有，当在分集阶数高于 3 的系统中按不大于 3 部署新的编码，会有轻微的性能损失。

（2）格状编码 CPM

基于记忆性非线性调制的距离评估程序，在 2.4.2 节中有详细描述，我们为在 2×2MIMO 瑞利信道中的 RC2（Rivest's Cipher 2）CPM 调制设计了一个简单的格状码；细节参见参考文献［Syko01］。

3. 相关信道空时编码

空时编码具有最大化分集优势，而空间复用（Spatial Multiplexing，SM）集中于数据传速率的优势。高速编码例如线性色散码尝试利用分集和 MIMO 信道频谱有效性的优点。在这些技术的设计中一些普遍的假设是，成对的发射-接收天线间的衰落联合特性是独立的，并且为同样的独立同分布。

然而，这只是理想的情况。实际中，衰落特性是相关的，并且这些相关性取决于天线的空间位置和方向，取决于相互的连接，取决于传播的密度和多米诺特性的出现。这些很大地影响了容量和空时处理的性能。高速编码，例如 SM，相比空时正交码等低速编码受传播环境的影响更加明显。

空时码设计一般取决于高 SNR 的假设。参考文献［CVVO04］的第一部分中，当信道是相关时，我们研究了这个假设的影响。我们讨论了发射和接收相关对空时编码性能的影响，它是作为 SNR 和独立相同分布信道获得的分集的函数。在信道处于高 SNR 时，全差异编码没有和信道相互作用，然而在实际的 SNR 中，互相作用出现了并且影响了编码增益。非全差异编码在全部 SNR 下都与信道有互相作用。在实际的 SNR 中，每个空时编码都与信道有相互作用；在相关信道中，高 SNR 的假设是不切实际的，并且可

能导致较差的编码设计。

在参考文献［CVVO04］的第二部分，把信道和编码之间的互相作用正式化，并且使用一个新的设计标准来保证在发射端没有信道信息时相关信道中空时编码的鲁棒性。这个设计标准总的来说就是，不取决于信道增益分布并且能被用于任一种空时编码。基于这条理论，新的空间多样结构、线性传播码和空时格状码被使用。通过仿真发现，它们在实际信道中比 iid 信道设计的编码性能好得多。

在参考文献［CVVO04］的第三部分，展示了如何在发射机的空时码设计中利用一些信道的静态信息（例如信道相关性）。首先，我们集中于 SM 结构，设计了新的非线性信号星座，它利用了 SM 频谱效率的优点和特征波束成形的鲁棒性。然后，利用基于那些非线性信号星座的 STTC。最后，假设有大量的接收天线，利用基于传统 PSK 和 QAM 星座的发射相关矩阵的线性传播编码。

4. 空时预编码设计

（1）线性可扩展空时编码

在将来的无线网络中，对编码结构有很重要的需要。这些网络由节点复杂度、链路等级需求、传播环境等不同因素组成。选择是否使用空间复用或者 TX 分集方法，取决于大量的因素，比如要求的链路可靠性、要求的数据传输速率、信道情况（相关或不相关衰落，瑞利或者莱斯衰落）等。所以要求使用的编码结构必须满足空间复用和发射分集之间宽松的权衡。

在参考文献［WiKH03］中我们提出使用一系列近期提出的线性可扩展空时码，我们权衡了空间复用以及瑞利和莱斯平坦衰落信道的发射分集。编码能够使用联合空间复用的发射分集，它们能在瑞利和莱斯衰落环境中达到空间和时间分集。频率选择性信道的频率分集可以通过联合考虑的编码和 OFDM 进行使用。对不同系列的仿真结果显示，包含了分析的编码和解码器的系统满足未来通信系统的要求，在一个合理的平衡的复杂度下能够利用较高的分集元素并具有较高的数据传输速率。

（2）线性分集预编码

在参考文献［KnSy04a］提出了一个有趣的方案，这个方案和块衰落延迟有限的 MIMO 信道的线性分集处理的设计有关。

目的是为块衰落信道的有限设置的预编码（内码）提供一个设计标准，这样通过外部编码的输出观察到的虚拟信道，在帧中的所有块有一致的速率。设计标准与特定的帧丢失概率有关。只要帧中的一个块不能提供需要的速率，任何时刻都会出现丢失。为了使结果不同，目标是在全部的包含有限数量的符合 iid 块衰落信道实际的帧里，等于或固定即时容量的变化。

解决的方法取决于一个新的虚拟多接入容量区域的方法。这个特殊的设计标准需要外部编码的每一个码字具有相等的中断容量，并且两级方案（独立码表的外部编码和内部预编码）的性能必须和联合的一级编码（在全部帧使用联合码表）性能相等。

次优考虑设计标准的选定的预编码方法被评估。结果证明，在给定的要求的速率下，和直接的联合码表的设计相比，处理复杂度非常低的预编码能提供更低的话务率。由于 MIMO 信道实际传播中，同时对空间和时间的预编码额外带来的提高可以忽略，所

以时间预编码（Kronecker 乘积（Kronecker Porduct，KP）与编码器）被认为是本质的。参考文献［KnSy04a］中可以找到详细的分析。

7.4.3 空时接收机设计

1. 频率选择性 MIMO 信道估计

时变多径信道有一些稳定（或者在很长的时间内变化）的特性，也有快速变化的特征。最近这个性质在无线通信设计信号处理算法中有过使用。一个简单的例子可以说明不同的变化的速率：当通信链路的任一端移动 $\lambda/4$（λ 是载波波长），角度（DoA 和 DoS）在位置上移动几个波长时（$10\sim1000\lambda$）保持连续，此时衰落幅度会完全变化。

在参考文献［SiSp04］中，有第 k 个块的频率选择性 MIMO 信道矩阵的入口可以被改变成一个向量 $\boldsymbol{h}_k = \boldsymbol{T}\boldsymbol{\beta}_k$，所以代表缓慢变化的量矩阵 $\boldsymbol{T}$ 和快速变化的衰落向量 $\boldsymbol{\beta}_k$ 可以被去耦。我们假设一个估计，它能够一致的估计信道 $\boldsymbol{T}$ 的长期特性，以至于对大量的突发 K（理论上 $K\rightarrow\infty$），这些被假设可以使用任何精度，并且快速变化的追踪变量 $\boldsymbol{\beta}_k$ 性能最佳。注意到文献中简单设定的许多已知的估计有（至少一个）上述特性。

通过获得渐近（$K\rightarrow\infty$）估计 MSE 矩阵，对于任何考虑过的信道模型上的信道估计算法的可能达到的性能，我们设置了一个更低的界限。

2. MIMO Turbo 接收机

（1）低复杂度 BICM Turbo 接收机

使用频率选择性 MIMO 通信系统时，大量的问题被定位。首先，为了从传播分集获益，需要使用合适的 ST 编码。第二，接收机结构需要被提出来，它应该能够控制 ISI、CAI（Co-Antenna Interference）和接收分集能力。

考虑到发射分集，我们提出了一种基于位交织的方法，并命名为 STBICM。信息位通过卷积编码器进行编码，被编码的位被交织并且分布在不同的天线上，在天线上它们变成复杂的符号并被传播出去。接收机基于 Turbo 技术。它使用 Turbo 空时均衡抵消 ISI 和 CAI，并联合使用 Turbo 解调。

大部分的 Turbo 检测器基于优化的后验概率估计，并且也是基于网格。这样有好的误码率性能，如果使用多天线和/或多级/相位调制，检测器的复杂度相当高，基本上望而止步。我们找到了更低复杂度的解决方法，比如 max-log-MAP 检测器或者减少状态的方法。使用基于滤波器（Filter Based，FB）的更长远的减少复杂度的解决方案是可行的。Ariyavisitakul 已经使用了低复杂度 FB 检测器，但是这个检测器不能完全利用可用的先验信息。在 CDMA 环境中，Wang 和 Poor 提出了多用户的 FB 检测器，这可以作为正确的 MMSE 解法展示。

（2）实值调制的 Turbo MIMO 均衡

多路数据流同时传送能获得较高的频谱性能，这些数据流在普通的通信信号方面如时间、频率、编码等，都不正交。作为代替，它们在不同空间位置的不同天线上被传递。

需要高级的有效的信号处理方法，以此来把传送的数据流从接收信号的混合成分中分离出来，尤其是对于宽带信道。频率选择性衰落信道的 MIMO 系统的检测算法被提出，这种方法只有三次方的复杂度。这种算法的核心是软干扰抵消（Soft Canceller，SfC），SfC 目的是抑制 MAI 和 ISI，后边跟着一个非同步 MMSE 滤波器（选择连接（SC）/MMSE）。

这个联合能够得到每个接收数据流的外在信息的近似值，它在 SISO 信道解码中被用作先验 LLR。上面的每一个参考模型都对传送信号进行了 BPSK 调制，因为这种情况下，在 LLR 编码位和相关数据符号的值之间存在简单的关系。

然而，使用实际值调制的影响被忽略了。在参考文献［MaTr04］中，我们列出了 BPSK 调制或者其他调制的影响，这可以被近似地作为一个实值符号字母（多级 PAM、MSK、GMSK）的脉冲幅值调制，LLR 的近似应该明确地考虑这些因素。此外，MMSE 滤波器的计算被优化了，大量的复杂度被轻微地减轻了。多径瑞利衰落信道模型的仿真显示的性能提高，尤其是第一次迭代时。使用微微蜂窝环境信道探测向量的仿真显示了在危急情况下性能略有提高。

3. 迭代型空时接收机

（1）低复杂度迭代型空时接收机

在高频环境下，STBC MIMO 的优化解码有极高的复杂度，除非空时码结构提供简单的优化解码，空时正交码（Space-Time Orthogonal Block Code，STOBC）也有这种情况。实际上，STBC 的真正的 ML 解码或者 APP 解码的复杂度随频谱效率指数增加。作为 SfISfO 解码方案，APP 空时解码有特殊的需要，因为它允许空时接收机和信道解码一起有效地工作。除此外，迭代方法和 SfISfO 信道检测器同时使用对它很有利，这样能达到优化的联合接收机性能。列表-球体解码（List Sphere Decoding，LSD）提供了一个低复杂度的 APP 解码的好的近似，因此能被作为性能参考。

参考文献［Guég03］中，介绍了一种新的次优的基于优先 MMSE 的 SfISfO 空时接收机，它和 LSD 相比明显有更低的复杂度，但是在使用迭代接收机时性能差不多。被考虑的系统最先出现在参考文献［Guég03］中，跟随着新提出的基于 MMSE 接收机的详细的描述和相关 LSD 接收机的简单的描述。这两个结构在迭代接收机中从性能和复杂度两方面进行了评估。

（2）低复杂度 STBICM MIMO 检测

参考文献［JoWi02］、［JoWi03］中讨论的迭代树/格检索（Iterative Tree/Trellis Search，ITTS）检测是低复杂度的 MIMO 检测技术，主要针对在接收端使用 Turbo 处理的 STBICM MIMO 系统。ITTS 结构基于一个发现，空间多元数据符号可以用树或格结构代表，这取决于不同天线的发射信号是否能被同步收到。M 算法用广度优先搜索得到树或格的最佳路径或者等价地，对符号序列最有可能被传播。具有块分割标签的 QAM 信号星座图，简称为多层次位映射，在不考虑调制阶数时，被用来保证树/格性能在一次搜索内有 2 位。结果是 ITS 结构每位的复杂度和发送端天线数目呈线性关系，并且几乎和星座图尺寸独立。这是软输入软输出 MIMO 检测方案中的主要的提高。ITS 检测的另一个优点是，通过改变 M 算法的列表尺寸参数，它的性能在低复杂

度时能够折中。

理论上，ITTS 检测的性能和最大化列表尺寸的 MIMO 检测一样，甚至这个最大化对于发射天线较少和调制阶数较低时是几乎不可能达到的。然而，正如通过仿真分析的，在最大化列表尺寸的很小的片段能达到很好的性能。而且，随着空间多元符号在空间和时间上相关性的降低，ITTS 的效率会提高。在同步接收情况下，符号的时间相关性最大化，基于格状的 ITTS 和基于树的 ITS 产生同样的性能。对于异步操作，符号间的时间相关性减少了，这提高了格状 ITTS 检测的性能。例如，参考文献［JoWi03］显示了 4dB 的性能增加，系统为 64-QAM，8×8MIMO 环境，系统操作异步。

（3）非二进制星座图的次优化检测

MIMO 空间多数据传播系统中，当发射天线和星座点数较多时，最大似然检测（Maximum Likelihood Detector，MLD）的复杂度的代价太高而不能使用。为了简化 MLD，很多线性的和非线性的检测器被提出。参考文献［GVWF98］中提出的 V-BLAST 结构是一个实际低复杂度的接收机，这种方法中，根据已知的零和连续的干扰抵消，符号被连续检测。V-BLAST 的主要缺点是早期的分集阶数比下边的几种方法低。还有，全部的性能可能会受检测进程中的第一个状态中发生的错误的传播限制。

在参考文献［SpMa04］中，基于映射集分割的减少状态序列检测的原则，被用在空间复用 MIMO 系统中使用 QAM 星座进行检测。在 QAM 调制中，每个符号的实部和虚部都属于整数集 Z。对每一个发射数据流，二进制分区 Z/2Z 被认为在 QAM 星座图的每一个维度中。令 QAM 星座图尺寸为 2^{2k}，$k=1$，2，…。通过分析传送向量的 n_T 个入口的最不重要的位的 2^{2n_T} 个组合，我们得到了 2^{2n_T} 个候选的子集的列表。在每一个包含 n_T $2^{2(k-1)}$ 个星座点的 2^{2n_T} 个子集中，使用了一个次优化的接收机进行检测。在每一状态下，检测器检测每一个从天线 n 发送来的符号判断统计，并把它和取自于与子流 n 相关的当前子集的候选符号进行比较。在流程的最后，生成一个 2^{2n_T} 的预测向量的表。最后的结果由简化域的 MLD 决定。

$$\hat{\boldsymbol{a}} = \arg\min_{\hat{a}_r \in A_r} \|\boldsymbol{r} - \mathrm{H}\hat{\boldsymbol{a}}_r\|^2$$

式中，$\boldsymbol{r}$ 是 $n_R \times 1$ 的接收到的信号向量（$n_R \geqslant n_T$）；$\hat{\boldsymbol{a}}_r$ 是 $n_T \times 1$ 的来自于简化域 A_r，包含 2^{2n_T} 个候选向量；$\boldsymbol{H}$ 是 $n_R \times n_T$ 的信道矩阵，它的元素为独立同分布随机变量，有相同的分布状态，并且瑞利分布平均功率为 1。

我们分析这种结构，接收向量元素被线性加权，以最小化总干扰（干扰加噪声）的影响。这种方法引出了 MMSE V-BLAST（见参考文献［Hass00］）。在判决过程中，MMSE 线性矩阵的加权操作会导致偏移（见参考文献［SpMa04］）。移除偏移，能够获得了更好的性能，这种方法被称为 UMMSE（Unbiased MMSE）。提出的检测算法 SP 的性能与线性 UMMSE 和分级的 UMMSE V-BLAST 的性能进行了比较。仿真的 MLD 的性能也被作为基准。我们分析了使用线性 UMMSE 和分级 UMMSE V-BLAST 作为子集候选向量检测器的 SP 检测算法的应用。图 7.9 列出了在 64-QAM 调制的 2×2 系统中不同检测算法的 SER 和 SNR（$\mathrm{SNR}=1/\sigma_{\omega}^2$）对比。我们发现 UMMSE V-BLAST SP 算法的性能

和 SER 超过 10^{-2}时的 MLD 相近。由于不同的坡度，对于低 SER，UMMSE V-BLAST SP 检测理论的性能偏离了 MLD。

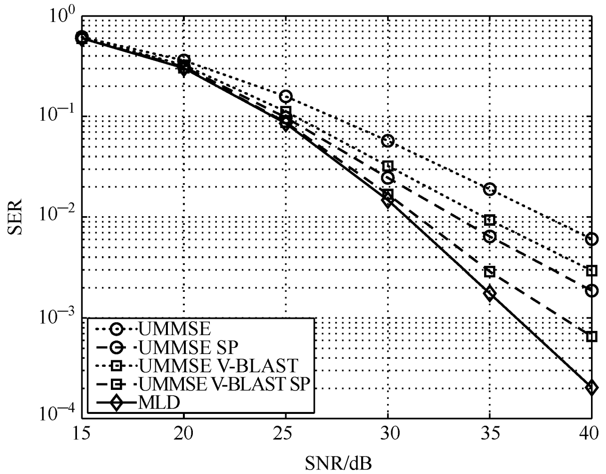


图 7.9　不同检测算法的 SERvs SNR（64-QAM 调制，2×2 系统）

7.4.4　空时收发机性能

1. 不完美符号定时的影响

在快和慢瑞利衰落信道中自噪声的影响评估的一般过程被应用到了 MIMO 信道中不完美符号定时的特殊情况中；一般过程的详细情况在 6.3 节中介绍。

2. STBC 的性能

参考文献［PaSL03］中研究了已知的 STBC 的选择的 BLER 性能：空间多样性、Alamouti 正交 STBC 以及 Sandhu 和 Damen 线性编码。两个对照的办公室环境中使用不同等级的无线信道测试值对编码进行了评估。分析了信道平均莱斯 K 元的编码性能的敏感度；与单极点线性行列式相比，分析了使用双极点行列式的优点。这个研究中最重要的结论是：

空间多样性和 Alamouti 码有近似的性能，空间多样性的性能在多径高容量信道中略强时，Alamouti 在 LoS 信道中性能更好。

在 2×2 信道中 Damen-style 的设计标准比 Sandhu 标准更有效，考虑 SNR 等级，有 1.2dB 的提高。然而，和 Alamouti STBC 相比，这两种编码方式接收机复杂度戏剧性上升。

Patch 天线性能至少和线性单极点行列式一样，虽然较小的性能增加可能是由于测量的信道中的元素空隙和方差 22% 的增加。

0.61 倍波长的补丁间隙，极点变化比空间变化更加频繁，虽然结论中的更多信道需要研究。

这些结果在表 7.1 中进行总结，参数变量如下：

A1	Alamouti 正交块编码
VB	V-BLAST
S1，S2	Sandhu 编码，T=1 和 T=2
Dm	Damen（T=2）编码
Cap	容量，单位为 bit/s/Hz，SNR=20dB

表 7.1 开放计划办公室结果（STBC 的性能由 1% 的块错误率给出，Ray：瑞利，LoS：视距，NLoS：非视距，MIX：视距和非视距混合）

信道	类型	Cap/(bit/s/Hz)	A1/dB	VB/dB	S1/dB	S2/dB	Dm/dB
Ch1	Ray	11.3	15.5	16.7	18.1	16.4	15.3
Ch2	LoS	9.2	14.8	16.0	18.9	16.0	15.8
Ch3	LoS	8.8	16.0	16.3	19.1	16.9	15.7
Ch4	MIX	9.6	16.0	16.0	17.7	16.8	15.6
Ch5	MIX	11.0	13.2	13.1	15.1	13.5	12.5
Ch6	MIX	10.3	14.2	14.0	16.0	14.5	13.8
Ch7	MIX	10.5	11.2	13.1	15.3	12.6	12.2
Ch8	NL	9.7	14.8	14.6	16.9	15.6	14.2
Ch9	NL	9.4	15.9	15.9	18.2	16.7	15.7
Ch10	NL	9.6	14.8	14.7	17.0	15.6	14.3

在参考文献［GeHR03］中，我们在一般的 STBC 中展示，不只是最接近的码字间的成对错误概率（Pairwis Error Probabilities，PEP）被用来评价 STBC 的总的 BER 性能。对于一般情况中的 STBC，我们不得不考虑所有 PEP，并且不仅是最接近的错误事件，为的是足够描述这些码字的 BER 性能。BER 曲线最高的界限显示，对于低的 SNR，BER 曲线受最接近的错误控制，另一方面，对于高的 SNR，与多符号错误相关的 PEP 控制错误性能。这一事实由成对错误事件的欧氏距离解释。额外的，对于可行的低 SNR 值，使用全部的 STBC 等级和考虑所有可能的 PEP 并不那么重要。如果等级缺失很少发生，那么在低到中等的 SNR，它们不会影响总的 BER 性能，这也是实际应用中的主要方向。和一般的 STBC 相反，广义复正交设计（Generalised Complex Orthogonal Design，GCOD）编码的 BER 性能在全部的 SNR 中，有单纯的符号错误控制。对于这些编码，没有必要分析 BER 性能特性的所有不同 PEP。

在超过两根发射天线的正交 STBC 的编码中，克服速度限制的基本的技术是在 STBC 矩阵中引入少量的非正交性。结果，几个全速率的准正交 STBC（Quasi Orthogonal STBC，Q-OSTBC）结构被引入。然而，这些编码中的一些，例如 ABBA 编码，对空间相关信道十分敏感。

在参考文献［RuWB04］中，Q-OSTBC 在空间相关信道中进行了研究。在仿真中，我们利用所谓的 Kronecker 信道模型来分析类似于 Alamouti 的空时块编码的性能，这种

块编码为 4 发射天线设计。我们给出了一个发射系统，每个编码块只有一个信道信息为 b 被返回到发射端。通过 b 的值，发射端选择两种预定义的Q-OSTBC，并且选择性能更好的编码矩阵。

在参考文献［RuWB04］中，STBC 的两种设定，分别命名为扩展 Alamouti 码（Extended Alamouti Codes，EAC）和用于 4 天线的 ABBA 码，这两种设定在非常低速率的信道反馈信息下被结合在一起。全部系统的 BER 性能在空间相关和不相关信道中进行了比较。结果是，对给定的发射信道选择最佳传输编码，简单的发射结构，在空间相关和不相关的传输环境中提高了分集和全部 SNR 等级的 BER 性能。即使很小的信道状态信息也能够使 ABBA 编码和 EAC 的传输系统不相关。然而，在强相关信道中，和非相关 MIMO 信道中相比，这两种方法中传输性能会相应地变坏。

3. STTC 的不利的和 FER 性能

在参考文献［RBAR03］中，一个 2 天线空时网格编码的联合 FER 和 BER 性能是网格复杂度的函数。结果显示，增加编码复杂度会减少 FER，但是对给定的帧尺寸，会导致 BER 增加。然而，在高 SNR 方案中，用两根接收天线，这种影响不会出现。

这个分析导致了对空时格码的特性的更深的理解，并且强调了同步提高 FER 和 BER 的需要。减小帧尺寸，能调高 FER，但是不会提高 BER。还有，对于格的状态数量的增加，即时错误需要的转换时间增加，因此导致错误爆发，因此会损坏 BER 性能。详细的分析在参考文献［RBAR03］。

4. 各种空时结构的性能

链路等级或者系统等级的仿真的目的是评价和比较不同空中接口的性能，基于实际考虑的系统的概念也是如此。和范例的发展不同，多维度信道测试技术提供使用多样变化仿真的有效的可能性。还有，这些技术打开了通往路径参量估计高级方法的道路，并且因此直面物理传输环境下的防振性能。实际结论和对系统的理解或测试下的算法可以得出，并且因此被用于增强或优化这个概念。进行 MIMO 测量和在传输系统仿真中使用测量数据的重要方面在参考文献［MTST02］和［TSSH03］中进行了讨论。考虑到微微蜂窝 WLAN（见参考文献［STMT03］）中的宽带信道测量，分析了参考文献［KSMT05］中的 Turbo MIMO 均衡的 BPSK 描述。能够发现从 NLoS 到 LoS 的传递特性。如果信道状态从 NLoS 变到 LoS，3 发射和 3 接收的 MIMO 均衡器的性能快速降低。如在发射端和接收端扩展，链路性能和空间信道特性 RMS 方位角的强相关性很突出。还有，基于相同测试数据的实际 MIMO 容量和 Turbo MIMO 均衡器的 BER 直接相关。

块衰落有限延迟 MIMO 信道中，两种信息论用于线性多样性预编码的方法被提出并进行了比较。对不同阶数和种类的预编码的性能在中断容量方面进行了评价，展示了选取的预编码的有利的影响。为了证明我们的理论方法的正确性，检测了使用独立同分布空时多样性和 Alamouti 编码的实际预编码方案，比较了误差概率的累积密度函数与优化以及简单次优化的检测技术的平均 BER。

在参考文献［KnSy04a］中，提出了一个非常有用的数学方面的框架来控制中断容量，系统为帧中有大量独立同分布信道参数预编码的空时系统。给出了中断容量方面优化的最终的设计标准，并且作为线性预编码的工作台。帧长度规定了允许的传输延迟，

提出的预编码的最大阶数也是这样。一些多点接入的方法对于现行分集预编码的情况也可以使用，并且最终的设计标准有基于能达到的容量区域的形状的简单定义。

这章提供了所提文章中的扩展内容。设计出了两种其他的设计标准，并且讨论了它们的意义。所谓的独立发现的延时受限的方法和使用预编码的真实多点接入的方法被研究以说明与参考文献［KnSy04a］中方法的区别。这两种方法的大量结果都已引入。

在参考文献［KaSK04］中，对进化天线选择方法在容量性能等方面进行了研究。对于中等的检索空间，用提出的和存在的次优化算法选择的行列式和使用彻底检索计算出来的最佳的行列式进行比较。

还有，对于大的搜索空间，两种算法的解决方法和 ULA 天线配置进行比较。结果显示，对联合选择，GA 性能超过其他算法。在平坦衰落情况下，当为单链路天线时，(2003) Gorokhov 等人的算法在 iid 信道中的性能略优于其他算法，而在实际测试的信道中，两者提供大致相同的容量更正。

结果也表明，使用选定的元素的行列式的容量性能比 ULA 好，有时候甚至比使用更多天线时好。因此，需要的 RF 链的减少是可行的。

最后，作者期待混合算法即使用次优化算法信息的 GA，可能在更少的计算时间内提供增强的容量。

参考文献［KSMT05］提出了一种对于基于分组数据传输有效的结构，它使用宽带单载波调制。

提出的结构允许接收端进行有效的 MIMO Turbo 均衡，在变化空时信道中提供可信的数据吞吐量。性能评估在测量的信道情况下通过仿真得到，并通过超分辨率方法估计的空间信道参数进行了评估。在所有测试的信道环境中，提出的结构几乎匹配或执行了 BICM 全部的优点。当在 ARQ 算法设计中通过分离 ARQ 不同的保护级别来考虑调制的不相等错误保护时，可以得到进一步的性能提高。对于更多信息，参考参考文献［KSMT05］。还有，提出的概念通过一个天线可变调制结构得到了扩展（见参考文献［SGKM04］）。仿真结果显示，使用明显变化 MIMO 信道的特性，需要使用收发机信号处理。沿着从 NLoS 到 LoS 强大的性能过渡的测量轨迹，可以在不同的发射天线使用可变调制获得预定义的吞吐量阈值。

在参考文献［TMWK05］中，介绍了一种使用基于中断的 EXIT 表的 LDPC 码的新的设计概念。Turbo 均衡器的 EXIT 表通过计算有效的半分析的过程获得，这一过程使随机信道实现的研究成为可能。仿真结果显示，提高是可能的，并且编码速率对信道 E_b/N_0的适应性也可取。然而，由于下面的原因，会低于预期性能：

高斯假设没有完全实现。有高速变化节点度的不规则编码引起了巨大的 LLR，这和高斯假设想法相反。

由于块长度较短，设计的性能在临界的 E_b^*/N_0没有达到，但是在更高的 E_b/N_0达到了。仿真结果显示，使用 EXIT 表的编码设计促使了性能的提高。然而，优化的编码在高于 E_b^*/N_0几十的地方才有提高，甚至在 E_b^*/N_0表现的比未优化编码还差。

并行均衡器发射曲线$f_{EQ}()$ 的假设在变化信道中没有绝对保持住。每个穿过$f_{EQ}()$的均衡器 EXIT 曲线都解码失败，并且真正的中断速率变得比设计的目标更大。

7.4.5　实值标记和应用

明显地，线性基带传播模型使用复杂的数字来代替信号和脉冲响应。不幸地是，一些空时编码技术例如正交 STBC（见参考文献［Alam98］、［TaJC99］、［LaSt03］），或许不包括在这些模型中，因为复杂的结合操作可能不能被描述成线性变化的。最普遍地，这个问题通过引入两个线性变化矩阵来解决，一个用于符号，另一个用于符号的复杂信号组合（见参考文献［HaHo02］）。然而，使用这种方法，和输入信号相比，模型不是线性的，并且线性传播模型的一些方便的特性也会丢失。一个不同的方法使用了实值传递矩阵（见参考文献［PSTL03］），这个矩阵基于总的实值矩阵的描述（见参考文献［NeMa93］）。麻烦的是，许多已知的 STBC 可能被理解成传播的标准格式，那就是说，STBC 的编码和解码通过一个简单的矩阵乘法来执行。虽然实值的标记在和正交 STBC 联合之前就使用了，例如参考文献［StGa03］、［WaTS01］，这些模型都没有提供输入符号通过向量矩阵乘法到输出符号的传递矩阵。

一系列的 TD，处理了传递矩阵的不同方面，这些矩阵基于实值标记。把一个复杂的矩阵转化成与它对等的矩阵的规则是

$$\bar{\boldsymbol{H}}=\begin{pmatrix}1&0\\0&1\end{pmatrix}\otimes\Re\{\boldsymbol{H}\}+\begin{pmatrix}0&-1\\1&0\end{pmatrix}\otimes\Im\{\boldsymbol{H}\}=\begin{pmatrix}\Re\{\boldsymbol{H}\}&-\Im\{\boldsymbol{H}\}\\\Im\{\boldsymbol{H}\}&\Re\{\boldsymbol{H}\}\end{pmatrix}$$

⊗代表 Kronecker 积。现在传输模型被定义为

$$\bar{\bar{\boldsymbol{x}}}=\bar{\boldsymbol{U}}^{\mathrm{T}}\bar{\boldsymbol{H}}_{\ell}^{\mathrm{T}}\bar{\boldsymbol{H}}_{\ell}\bar{\boldsymbol{U}}\bar{\boldsymbol{x}}+\bar{\bar{\boldsymbol{n}}}=\bar{\boldsymbol{R}}\bar{\boldsymbol{x}}+\bar{\bar{\boldsymbol{n}}}$$

式中，$\bar{\boldsymbol{x}}$ 是发射符号向量；$\bar{\bar{\boldsymbol{x}}}$ 是匹配滤波后的接收符号向量；$\bar{\bar{\boldsymbol{n}}}$ 是有色噪声（由匹配滤波器 $\bar{\boldsymbol{U}}^{\mathrm{T}}\bar{\boldsymbol{H}}_{\ell}^{\mathrm{T}}$引起）向量。

$\bar{\boldsymbol{x}}$、$\bar{\bar{\boldsymbol{x}}}$ 和 $\bar{\bar{\boldsymbol{n}}}$ 都是由接收向量的实部和虚部得到的实值。$\bar{\boldsymbol{H}}_{\ell}=\boldsymbol{I}_{\ell}\otimes\bar{\boldsymbol{H}}$，$\boldsymbol{I}_{\ell}$是 ℓ 的单位矩阵。这样，在单抽头 MIMO 信道中，$\bar{\boldsymbol{H}}_{\ell}$表示 ℓ 个时间码片。$\bar{\boldsymbol{U}}$ 表示扩展矩阵，它能够实现发射端信号星座的线性传递。由于实值标记，传输过程比复数矩阵的传输更加通用。矩阵的积 $\bar{\boldsymbol{U}}^{\mathrm{T}}\bar{\boldsymbol{H}}_{\ell}^{\mathrm{T}}\bar{\boldsymbol{H}}_{\ell}\bar{\boldsymbol{U}}$ 被写成一个矩阵 $\bar{\boldsymbol{R}}$。这样，$\bar{\boldsymbol{R}}$ 描述了整个过程。

实值传输模型的容量分析和复数模型中一样简单，只不过多了$\frac{1}{2}$

$$C=\frac{1}{2}\log_2\left\{\det\left(\mathrm{I}_{2n_t}+\frac{\sigma_x^2}{\sigma_n^2}\bar{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{T}}\bar{\boldsymbol{H}}\right)\right\}=\frac{1}{2}\log_2\left\{\det\left(\mathrm{I}_{2n_t}+\frac{\sigma_x^2}{\sigma_n^2}\bar{\boldsymbol{R}}\right)\right\}$$

我们假设发射端没有任何信道状态信息。还要注意，我们使用 $\boldsymbol{H}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{H}$ 代替了通常使用的 $\boldsymbol{H}\boldsymbol{H}^{\mathrm{T}}$。这样容量就是传递矩阵 $\bar{\boldsymbol{R}}$ 的函数。由这些，很快就清楚了任何的扩展矩阵都有可能保护容量。

TD（见参考文献［LiPi04］）以 Alamouti 为例给出了如何把正交 STBC 变为线性扩展矩阵，也就是说，我们可能会发现扩展矩阵 $\bar{\boldsymbol{U}}$，它携带了符号间、发射天线间和时间片之间的近似映射。这个模型可能很容易地提供达到正交 STBC 特性的途径。例如，从扩展矩阵的结构中，不能在任意的信道达到容量要求，因为扩展矩阵有正交列，但是没

有自乘。因此，容量可能只在几种信道十分稀疏的情况中能达到（见参考文献［PiLi05a］）。在接收端使用一个天线的 Alamouti 结构就是这种情况。

基于这些考虑，新的 STBC 在 TD 中被提出来了（见参考文献［PiLi05a］）。扩展矩阵取决于正交 STBC 的分层传输。基于 Alamouti 结构的扩展矩阵，例如

$$\bar{\boldsymbol{U}}_{2A}=\begin{pmatrix}\bar{\boldsymbol{P}}^1\bar{\boldsymbol{U}}_A^1 & \bar{\boldsymbol{P}}^2\bar{\boldsymbol{U}}_A^1\\ \bar{\boldsymbol{P}}^1\bar{\boldsymbol{U}}_A^2 & \bar{\boldsymbol{P}}^2\bar{\boldsymbol{U}}_A^2\end{pmatrix},\quad \bar{\boldsymbol{U}}_A=\begin{pmatrix}\bar{\boldsymbol{U}}_A^1\\ \bar{\boldsymbol{U}}_A^2\end{pmatrix}$$

式中，$\bar{\boldsymbol{U}}_A$是 Alamouti 的扩展矩阵；$\bar{\boldsymbol{U}}_A^i$是次级展开矩阵，它利用了第 i 个时间片段的映射。

矩阵 $\bar{\boldsymbol{P}}^i$对于每一层都不同，并且为了使 $\bar{\boldsymbol{U}}_{2A}$成为单一矩阵而选择。在使 $\bar{\boldsymbol{U}}_{2A}$成为单一矩阵的设置中，我们可能会选择优化接收到的星座（假设 MIMO 瑞利信道）距离的设置。图 7.10比较了文献中提到过的编码的距离。

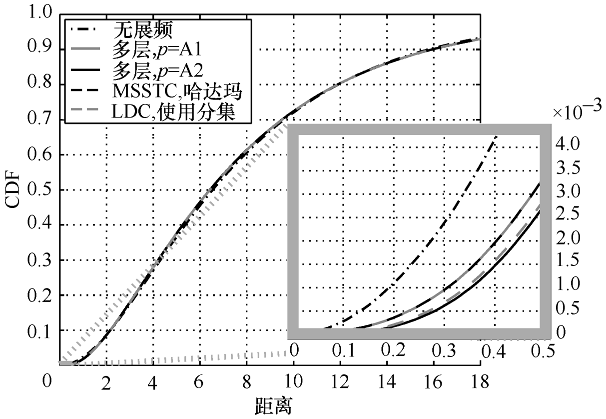


图 7.10　各种全速率扩展矩阵（$l=2$）距离曲线；模型基于 4PSK，两发射两接收天线的 MIMO 瑞利信道，LDC 来自于参考文献［HaHo02］，MSSTC 来自于参考文献［WaTS01］；此外，矩阵 $\bar{\boldsymbol{P}}^i$对于提出的架构的编码有了两种不同的选择

TD（见参考文献［PiLi05b］）进行了不完美信道信息如何对正交 STBC 性能影响的分析。虽然实值标记可能并不必须，但是它使简单分析成为了可能。考虑到接收符号由两个独立的非中心卡方分布向量的积得到，我们得到了一个准确的结果。另一方面，假设全部干扰和噪声都为高斯分布，基于这点，有了一个近似。天线数量较大时，由于中心极限理论，这个假设也是合理的。图 7.11 给出了 1 根、2 根、4 根天线的分析结果。正如我们看到的，对于 4 根发射天线，近似值已经相当好了。

实值标记的另一方面是不合适的随机变量可能会出现在传输模型中。一些干扰可能会使一些接收机噪声和干扰不合适。TD（见参考文献［PSTL03］）考虑了这些，并比较了不同的检测技术。由于许多传输技术，例如 CDMA、MC-CDMA 和 MIMO 全都可能由传递矩阵 $\bar{\boldsymbol{R}}$ 表示，让大部分检测技术适应这些结构很容易。

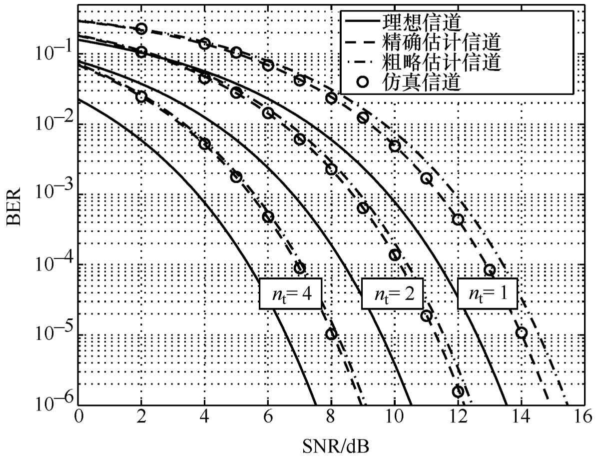


图 7.11　4 天线接收机 BER 性能，发射机为 2 天线和 4 天线，使用 Alamouti 码（见参考文献［Alam98］），3/4 速率 STBC（见参考文献［HaHo02］）

7.4.6　分布和协作空时系统

1. 虚拟天线阵列

自然地，在 MT 中天线数量是受限因素时，MIMO 技术的发展也是不可能的。然而，一个人可以不把一个蜂窝当成一个单点通信链路的系统，而是当成一个有多个天线元可以使用的网络，这允许里边每一个进行通信。使用合适的预防措施，这些提高能够超过 MIMO 系统，但是这个系统和传统 MIMO 天线阵列的差异在于天线元通过无线链路连接，这证明虚拟天线阵列（Virtual Antenna Array，VAA）是合理的。把 MIMO 系统技术，例如空时编码，应用到这些系统中，而且参考文献［DoLA02a］中报告了令人瞩目的性能增益。

2. 分布中继网络

针对 Ad hoc 型网络 VAA 有以下优势。首先，在高密度移动环境下，移动台需要更大容量时，VAA 允许 Ad hoc 网络自动均衡；然而，更多的天线元能用于形成 VAA，这个容量很容易达到。第二，它们可以在发射和接收模式中部署，也就是说，临近的 MT 可以形成 VAA 来增强另一个 Ad hoc MT 的数据的接收。还有，同一个 VAA 能在接收中使用，同样也能在发送中使用，即它能中继数据。

后边的操作模式提出了相当新的分布 MIMO 多级网络的概念（见参考文献［GADS01］、［DoAg04］、［GkAg04］、［GkAD03］），这在图 7.12 中进行了描绘。这里，源 MT（source MT，s-MT）和目标 MTt-MT（t-MT，target Mobile Terminal）通过大量的中继移动台（relaying MT，r-MT）通信。空间相邻的 r-MT 形成了一个 VAA，每一个都从前面的 VAA 接收数据，并且把数据中继到连续的 VAA，直到到达 t-MT。注意到每个涉及的终端都可能有超过 1 个的天线元；还有，相同 VAA 的 MT 可能与其他的协作。在合适的设定下，这很明显会产生 MIMO 容量增强技术。

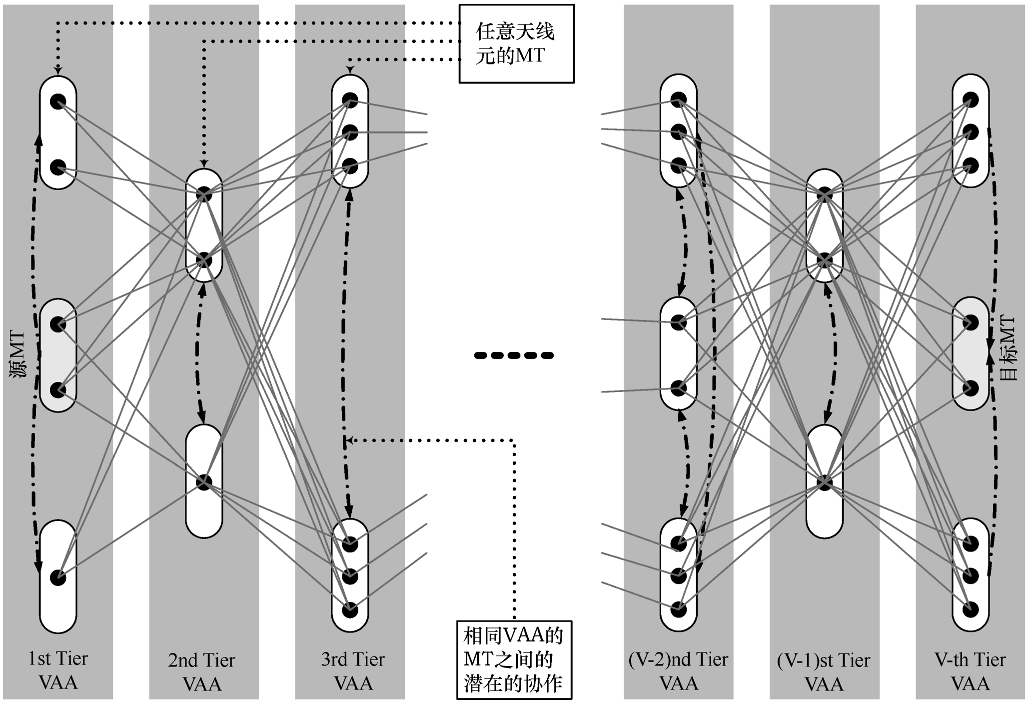


图 7.12 分组 MIMO 多级通信网络

上面提到的工作的分析主要集中于基于频分多址接入（Frequency Division Multiple Access，FDMA）的中继，它使用了小部分的带宽 α 和小部分的功率 β。相同的基于 TD-MA 的系统需要小部分帧持续 α 和小部分功率 β/α。

3. 级数稀疏 （rank-deficient） MIMO 信道的协作中继

工作在更高的频率下（例如，在 24GHz ISM）的未来的无线 MIMO 系统使发射端和接收端使用更多天线成为了可能。然而，由于比较高的空间衰落相关性生成了低阶矩阵信道，因此容量不会随着天线数目的增加而线性增加。在参考文献［WiRa03］和［RaWi04］中，我们研究了多元线性放大和转收中继器对有缺陷的 MIMO 信道互信息的影响。我们为无线网络生成了一个简单的模型，这个模型具有一个源/目的对，和几个线性放大和转发中继节点，这些节点进行源节点和目的节点的通信。所有的节点都会使用多天线。对于中继节点的给定的增益分配，给出了交互信息的分析性的解释。我们比较了 LOS 中使用中继辅助 MIMO 的链路和无中继节点 MIMO 链路的性能。结果显示，提出的发送信号的方法帮助提高差散射环境中 MIMO 系统的频谱效率。

7.5 网络

到现在为止，目前的 MIMO 系统只分析了独立环境中单一链路的性能。先前证明的戏剧性的容量增加最可能在那种情况中出现。这导致了把 MIMO 系统应用到所有无线网

络环境中的问题的出现。从所有用户方面，MIMO 还能否扩展系统容量，还能否和它增加链路容量那样有同样的扩展？一个相关的问题是 MIMO 在系统结构中的应用，而不是简单的如蜂窝系统或者无线接入点等简单基于 Hub 的网络，和在特殊的涉及到多次跳跃的链路，或者终端之间转发。几个这样的结构被提出来，为的是增强 MIMO 在下列情况中的优点：终端天线的衰落可能不相关，因为终端大小不能提供有效天线的空间。在这些情况中，这种系统中的特别的链路可能不是 MIMO（可能只是用一根天线），但是由于多径的存在，所有的影响仍然相同。本节分析了这两个方面。7.5.1 节描述了 COST 273 的工作，这个工作首先在存在联合信道干扰时计算了 MIMO 系统的容量，然后在蜂窝系统中计算了容量。我们也考虑了一个工作人员的看法，即 MIMO 被或不被使用的实际原因。7.5.2 节分析了多跳系统的不同形式和链路结构，使用了或者可以使用 MIMO 的终端，或者为的是在单天线系统中达到 MIMO 优点。

7.5.1　MIMO 系统的容量

与特殊的 MIMO 链路作为对照，MIMO 系统中主要的问题是联合信道或者蜂窝内干扰的影响，在蜂窝系统中，使用 TDMA 取决于频率复用。在 COST 273 中，这被假设与高斯噪声有相似的影响；类似多用户检测的蜂窝内干扰的技术并没有被分析，也没有分析利用干扰分布特性来消除干扰的技术。干扰消除技术在 3.3 节中分析过，多用户技术在 3.5 节中分析过，尽管在 CDMA 系统环境中，干扰主要在蜂窝内，而不像 TDMA 主要是联合信道干扰。然而，在 MIMO 系统中，这些干扰的确有一个很容易被利用的特性，被命名为方向性分布。接收机的波束成形能最小化干扰的影响。这个优化可以称为最大 SINR 波束成形器（在输出端最大化信号与噪声加干扰的比值）。在参考文献［Burr02］中，这也被称为空间白化预滤波器，和（频率方面）有色噪声优化滤波器近似。它由干扰加噪声联合变化矩阵的逆矩阵二次方根得到，参考文献［WeBN04］中使用了它。

参考文献［Burro2］和［WeBN04］都分析了干扰对独立瑞利衰落信道下 MIMO 链路容量的影响，虽然后面有这种在需要信号的发射机了解需要的信道和干扰信道信息的情况，然而前面只提到了发射机不知道信道信息的情况。最重要的结果是和 SISO 链路相比，MIMO 链路的容量减少和干扰不成比例。预白化滤波器有个很明显的优点，并且意味着，MIMO 系统在干扰存在时能比相同功率的白噪声存在时获得更好的性能。然而，随着干扰源数量的增加，这个优点减弱，因为干扰在空间白化上更加明显了。参考文献［WeBN04］展示了一个干扰天线的影响，如果很强，就要消除一个 MIMO 链路的自由度等级；这当然会使 MIMO 系统的性能变差，但是也意味着一个干扰被限制的影响，不管它多强，只要它消除了 MIMO 的模式，它就不会再有其他的影响。也显示了在一个 MIMO 系统中，干扰天线的数量少于接收天线的数量，容量就不会被干扰限制，但是可能会随着 SNR 的增长连续不断的增长。比较独立的瑞利信道中发射端信道已知和干扰的情况（允许使用优化的注水法功率分布），在容量上只有一个不大的提高。然而，这和再提供一个接收天线效果相同。

在参考文献［ZhBP04］和［FMKW04］中，这些结果被推广到蜂窝系统。在两种情况中，蜂窝系统模型和图 7.13 描绘的类似。注意到阴影衰落包括在模型中，这意味

着在一些情况中，移动台的最佳路径不是到最近的 BS，而是临近的蜂窝。每个移动台到每个 BS 引起的干扰而不是它自己的，可以计算出来。这些文献都用了 MIMO 信道的双向模型，所以可以考虑衰落相关性：参考文献［ZhBP04］使用了简单的反射模型，这个模型在移动台周围有零星的射线簇，而参考文献［FMKW04］使用了更高级的多用户双向信道模型（MDDCM），模型在参考文献［FKMW04］中有描述（见 6.3 节），它也包括一些远的射线簇，并且能考虑干扰信号的相关性。

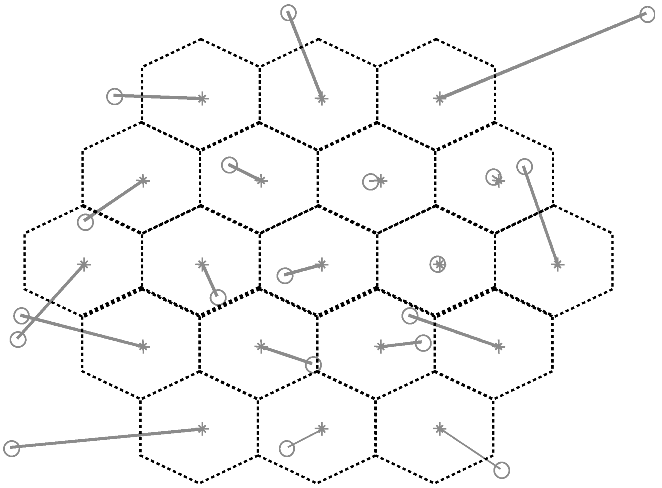


图 7.13　蜂窝模型，展示基站（圆）和移动台（＊）位置信息，标准蜂窝的界限（虚线）和移动台与基站的链接（实线）

结果再次显示，在现实的蜂窝环境中，MIMO 系统有很明显的优点。图 7.14 给出了复用率$\frac{1}{3}$（每个簇包括 3 个蜂窝）的蜂窝系统的结果。较宽范围的 SNR，预白化处理的 MIMO 系统的平均容量超过了 SISO 系统的 3 倍。然而，和预白化的 SIMO 系统相比，此 SIMO 系统实际上与使用最大 SINR 波束成形器的智能天线系统相等，在高 SNR 时，干扰受限区内，容量优势比 2 元素的小。注意到这种情况中干扰源也被假设为了 SIMO，因此更多的自由度级数能在接收端使用来消除干扰。然而，MIMO 系统仍然有一个很大的优势，只有当 SNR 变得不能实现的高时，这一优势才会减少。

为了得到系统关于 bit/s/Hz/蜂窝的频谱性能，应该用图 7.14 中的横坐标值乘以复用率$\frac{1}{3}$。注意到，参考文献［ZhBP04］中给出的结果显示，系统的频谱性能实际上对于复用为 100% 的系统应该更好。

从这些中，我们可以总结出在蜂窝系统和独立链路中 MIMO 都保持了它的容量优势。然而，参考文献［Poll02］给出了研究人员关于实现 MIMO 蜂窝系统的观点。看起来 MIMO 不会在 3G 系统中实现，因为现在建设的网络不包含它，而且，增加它需要大量的升级，并且在大量的 MIMO 终端成为可能前，使用人员不会受益。然而，在空中接口中，实现“千兆比特无线”见参考文献［ITU00］的 TTV 观点看起来更有可能，因为

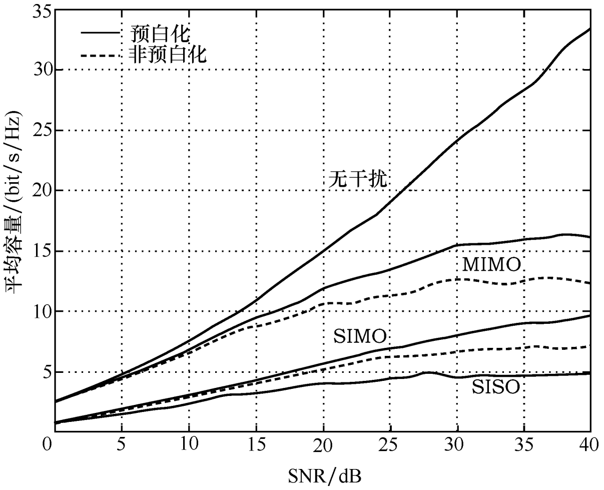


图 7.14　平均链路容量，4×4MIMO 与 SISO、1×4 SIMO（复用因子$\frac{1}{3}$）

用其他方法很难在可用频谱内满足需求。然而，多天线系统的尺寸仍然是其实现的障碍。

7.5.2　多跳 MIMO 结构

为了克服两个不同的普通的常规 MIMO 信道的缺乏，两个多跳中继的结构在 COST 273 中提出。首先，参考文献［DoLA02b］涵盖了由于尺寸原因多天线不能在一个终端使用的情况。使用一组空间接近的单天线 MT 的 VAA 可以扮演 MIMO 阵列的角色。这允许在虚拟阵列和 BS 阵列之间的主信道上增加容量。它也需要在移动台间使用额外的无线链路来传递信息到目标节点。这些链路不能共用相同的频谱，所以它们比主信道占用更宽的带宽，倍数为中继节点的数量。然而，因为它们需要非常局部的通信，在不同中继组中，它们可以被重复使用，因此对于足够大的数量的组，不会很明显地影响频谱占用。

参考文献［WiRa03］使用联合中继来克服 MIMO 信道的另一个潜在的问题：由于簇数量不足导致的级数不足。中继，像 VAA，传递类似信息，但是这次所有中继在相同信道上使用下一时间片元传递信号，所以会有信号干扰。本质上，这种影响需要提供人工簇来增加信道的级数。在信道没有中继没有多径（只有 LoS）的场景中，当使用大量中继时，结果显示，容量更接近于独立瑞利衰落信道。

参考文献［MiBG03］描述了一个不同的方法，它没有直接涉及 MIMO，而是使用了中继网络环境中的一些 MIMO 原理。这里，数据在多个路由中通过多跳网络传递，这与 VAA 和联合中继网络两种方法相似。在发射端的网络层编码，已编码的数据（包含附加的冗余）分布在多个路由上，然后再次封装并且在接收端解码。对于不可信链路，整个网络中，附加的冗余被再传递信息补偿。当发送端不知道链路可靠性时，多个路由的数据的分布明显增加了整体的可靠性。不像其他的结构，它没有假设中继节点传送递推的数据，在很多系统中，这更加现实。

参考文献

[ABRH03] H. Aghvami, Bilal, A. Rassool, F. Heliot, L. Revelly, and R. Nakhai. 4-PSK spacetime trellis codes with five and six transmit antennas for slow rayleigh fading channels. *Elect. Lett.*, 39(3):296–298, Feb. 2003.

[Alam98] S. M. Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 16:1451–1458, 1998.

[BaFW05] B. Badic, P. Fuxjaeger, and H. Weinrichter. Combining quasi-orthogonal spacetime coding with antenna selection in wireless communication. TD(05)003, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[BoBP04] M. Borgo, M. Butussi, and S. Pupolin. A novel robust beamforming using convex optimization for CDMA space-time receiver. TD(04)122, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[BRHR04] A. Bilal, A. Rassool, F. Heliot, L. Revelly, R. Nakhai, and H. Aghvami. On the search for space-time trellis codes with novel codes for rayleigh fading channels. *IEE Proc. Commun.*, 151(1), Feb. 2004. [Also available as TD(03)043].

[BrSP03] L. E. Bråten, A. Spilling, and M. Petterson. A UMTS FDD simulator for smart antennas: general description and preliminary results. TD(03)052, COST 273, Barcelona, Spain, Jan. 2003.

[BuHe03] A. G. Burr and M. Herdin. The relationship between eigenvectors and multipath direction of arrival. TD(03)136, COST 273, Paris, France, May 2003.

[Burr02] A. G. Burr. Capacity of MIMO systems in realistic cellular wireless systems. In *IEE Conf. on Getting the most out of the radio spectrum*, London, UK, Oct. 2002. [Also available as TD(03)031].

[ChCz04] B. K. Chalise and A. Czylwik. Uplink user capacity of UMTS-FDD with robust beamforming based upon minimum outage probability. TD(04)179, COST 273, Duisburg, Germany, Sep. 2004.

[CoWi04a] G. W. K. Colman and T. J. Willink. Adaptive array algorithm performance: case studies in different environments. In *Proc. ANTEM 2004 – 10th Int. Symp. on Antenna Techn. and Appl. Electromagnetics*, Ottawa, ON, Canada, July 2004. [Also available as TD(04)044].

[CoWi04b] G. W. K. Colman and T. J. Willink. Genetic algorithm assisted array processing in overloaded systems. In *Proc. VTC 2004 Fall – IEEE 60th Vehicular Technology Conf.*, Los Angeles, CA, USA, Sep. 2004. [Also available as TD(05)026].

[CVVO04] B. Clerckx, L. Vandendorpe, D. Vanhoenacker-Janvier, and C. Oestges. Optimization of non-linear signal constellations for real-world MIMO channels. *IEEE Trans. Signal Processing*, 52(4):894–902, Apr. 2004. [Also available as TD(04)086].

[Czyl03] A. Czylwik. Performance of realistic circular antenna arrays in cellular mobile radio systems. TD(03)010, COST 273, Barcelona, Spain, Jan. 2003.

[Czyl04] A. Czylwik. Fluctuations of the channel capacity of ultra-wideband radio channels. TD(04)139, COST 273, Duisburg, Germany, Sep. 2004.

[DAZL05] M. Dohler, H. Aghvami, Z. Zhou, Y. Li, and B. Vucetic. Capacity and outage of transmit antenna selection schemes over nakagami fading channels. TD(05)023, COST 273, Bolgna, Italy, Jan. 2005.

[DoAg04] M. Dohler and A. H. Aghvami. Outage capacity of distributed STBCs over nakagami fading channels. *IEEE Comms. Letters*, 8(7):437–439, July 2004.

[DoLA02a] M. Dohler, E. Lefranc, and A. H. Aghvami. Virtual antenna arrays for future wireless mobile communication systems. In *Proc. ICT 2002 – 9th Int. Conf. on Telecommunications*, Beijing, China, June 2002.

[DoLA02b] M. Dohler, E. Lefranc, and A. H. Aghvami. Virtual antenna arrays for future wireless mobile communication systems. In *Proc. ICT 2002 – 9th Int. Conf. on Telecommunications*, Beijing, China, June 2002. [Also available as TD(03)039].

[DuOH05] D. V. Duong, G. E. Oien, and K. J. Hole. Adaptive coded modulation with receive antenna diversity and imperfect channel knowledge at receiver and transmitter. TD(05)009, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[Fise04] R. Fisera. *Adaptive Modulations - Adaptation Algorithms under Specific Constraints*. PhD thesis, Czech Technical University in Prague, Prague, Czech Republic, 2004. [Also available as TD(02)071].

[FKMW04] T. Fügen, C. Kuhnert, J. Maurer, and W. Wiesbeck. A double-directional channel model for multiuser MIMO systems. In *Proc. URSI EMTS 2004 – International Symposium on Electromagnetic Theory*, Pisa, Italy, May 2004. [Also available as TD(04)003].

[FKWS04] T. Fuegen, C. Kuhnert, C. Waldschmidt, M. Schnerr, and W. Wiesbeck. Capacity of the mimo broadcast channel under realistic propagation conditions. TD(04)103, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[FMKW04] T. Fügen, J. Maurer, C. Kuhnert, and W. Wiesbeck. A modelling approach for multiuser MIMO systems including spatially-colored interference. In *Proc. Globecom 2004 – IEEE Global Telecommunications Conf.*, Dallas, TX, USA, Dec. 2004. [Also available as TD(04)004].

[Fosc96] G. J. Foschini. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. *Bell Labs Tech. J.*, pages 41–59, 1996.

[GADS01] A. Ghorashi, H. Aghvami, M. Dohler, and F. Said. Improvements in or relating to electronic data communication systems. Publication No. WO 03/003672, June 2001.

[GeHR03] G. Gerhard,W. Hand, and M. Rupp. Understanding the BER-performance of spacetime block codes. TD(03)085, COST 273, Paris, France, May 2003.

[GiCo01] J. M. Gil and L. M. Correia. Combining directional channel modelling with beamforming adaptive antennas for UMTS. In *Proc. PIMRC 2001 – IEEE 12th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, San Diego, CA, USA, Sep. 2001. [Also available as TD(01)036].

[GiCo02] J. M. Gil and L. M. Correia. Dependence of adaptive beamforming performance on directional channel macro-cell scenarios for UMTS. TD(02)050, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[GiCo03a] J. M. Gil and L. M. Correia. Adaptive beamforming dependencies on wideband and directional propagation characteristics in micro- and macro-cell UMTS scenarios. In *Proc. PIMRC 2003 – IEEE 14th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Beijing, China, Sep. 2003. [Also available as TD(04)007].

[GiCo03b] J. M. Gil and L. M. Correia. The MMSE vs. beamforming gain optima discrepancy in adaptive beamforming applied to directional channel scenarios. In *Proc. ConfTele 2003 – 4th Conference on Telecommunications*, Aveiro, Portugal, June 2003.

[GiCo04] J. M. Gil and L. M. Correia. Fundamental wideband and directional channel parameters ruling adaptive beamforming performance in micro- and macro-cells. In *Proc. VTC 2004 Spring – IEEE 59th Vehicular Technology Conf.*, Milan, Italy, May 2004. [Also available as TD(04)077].

[GkAD03] A. Gkelias, A. H. Aghvami, and M. Dohler. 2-hop distributed MIMO communication system. *Elect. Lett.*, 39(18):1350–1351, Sep. 2003.

[GkAg04] A. Gkelias and M. Dohler A. H. Aghvami. A resource allocation strategy for distributed MIMO multi-hop communication systems. *IEEE Commun. Lett.*, 8(2):99–101, Feb. 2004.

[GoLo96] G. H. Golub and C. F. van Loan. *Matrix Computations*. Johns Hopkins, Baltimore, MD, USA, 1996.

[Guég03] A. Guéguen. Comparison of suboptimal iterative space-time receivers. In *Proc. VTC 2003 Spring – IEEE 57th Vehicular Technology Conf.*, Jeju, South Corea, Apr. 2003. [Also available as TD(03)086].

[GVWF98] G. D. Golden, R. A. Valenzuela, P. W. Wolniansky, and G. J. Foschini. V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. In *Proc. ISSSE 1998 – Proc. Int. Symp. on Signals, Systems and Electronics*, Pisa, Italy, Sep. 1998.

[HäCC03] L. Häring, B. K. Chalise, and A. Czylwik. Dynamic system level simulations of downlink beamforming for UMTS FDD. In *Proc. Globecom 2003 – IEEE Global Telecommunications Conf.*, San Fransisco, CA, USA, Dec. 2003. [Also available as TD(03)018].

[HaGe02] W. Hans and G. Gerhard. Concatenation of trellis coded modulation and space-time block code for high data rate on wireless MIMO channel. TD(02)126, COST 273, Lisboa, Portugal, Sep. 2002.

[HaHo02] B. Hassibi and B.M. Hochwald. High-rate codes that are linear in space and time. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 48(7):1804–1824, July 2002.

[Hass00] B. Hassibi. An efficient square-root algorithm for BLAST. In *Proc. ICASSP 2000 – IEEE Int. Conf. Acoust. Speech and Signal Processing*, Istanbul, Turkey, June 2000.

[HiBu04] S. Hirst and A. Burr. Capacity of st-bicm qpsk codes in quasi-static fading. In *Proc. WPMC 2004 –Wireless Pers. Multimedia Commun.*, Abano Terme, Italy, Sep. 2004. [Also available as TD(04)198].

[ITU00] ITU. Preliminary draft new recommendation (PDNR): Vision framework and overall objectives of the future development of IMT-2000 and of systems beyond IMT- 2000. 2000.

[JoWi02] Y. L. C. de Jong and T. J. Willink. Iterative tree search detection for MIMO wireless systems. In *Proc. VTC 2002 Fall – IEEE 56th Vehicular Technology Conf.*, Vancouver, BC, Canada, Sep. 2002. [Also available as TD(04)114].

[JoWi03] Y. L. C. de Jong and T. J. Willink. Iterative trellis search detection for asynchronous MIMO systems. In *Proc. VTC 2003 Fall – IEEE 58th Vehicular Technology Conf.*, Orlando, FL, USA, Oct. 2003. [Also available as TD(04)114].

[KaSK04] P. Karamalis, N. Skentos, and P. Constantinou A. Kanatas. Comparison of existing MIMO antenna selection algorithms with an evolutionary approach. TD(04)055, COST 273, Athens, Greece, Jan. 2004.

[KnSy04a] M. Knize and J. Sykora. Linear diversity precoding design criterion for blockfading delay limited MIMO channel. In *Proc. Globecom 2004 – IEEE Global Telecommunications Conf.*, Dallas, TX, USA, Dec. 2004. [Also available as TD(04)054 and TD(04)056].

[KnSy04b] M. Knize and J. Sykora. Subspace inversion symbol energy adaptation in MIMO Rayleigh channel with zero outage probability. In *Proc. VTC 2004 Fall – IEEE 60th Vehicular Technology Conf.*, Los Angeles, CA, USA, Sep. 2004. [Also available as TD(04)134].

[KSMT05] K. Kansanen, C. Schneider, T. Matsumoto, and R. Thoma. Multilevel coded QAM with MIMO turbo-equalization in broadband single-carrier signalling. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 2005. Submitted for publication. [available as TD(04)028].

[LaSt03] E. G. Larsson and P. Stoica. *Space-Time Block Coding for Wireless Communications*. Cambridge University Press, Cambridge, UK, 2003.

[LeMJ04] J. Leinonen, T. Matsumoto, and M. Juntti. Single cell capacity evaluation towards 4G MIMO communication systems. TD(04)046, COST 273, Athens, Greece, Jan. 2004.

[LiPi02] J. Lindner and C. Pietsch. On capacity and linear processing for multiuser MIMO systems. TD(02)085, COST273, 2002.

[LiPi04] J. Lindner and C. Pietsch. Real-valued modeling and channel estimation for transmissions based on orthogonal STBCs. In *Proc. ISSSTA 2004 – IEEE 12th Int. Symp. on Spread Spectrum Techniques and Applications*, Sydney, Australia, Aug. 2004. [Also available as TD(03)100].

[MaTr04] T. Matsumoto and U. Trautwein. Turbo MIMO equalization for real-valued modulation signals. TD(04)191, COST 273, Duisburg, Germany, Sep. 2004.

[MaWe04] I. Maniatis and T. Weber. Joint channel estimation with array antennas in OFDM based mobile radio systems. TD(04)009, COST 273, Athens, Greece, Jan. 2004.

[MiBG03] P. D. Mitchell, A. G. Burr, and D. Grace. Performance of two-branch route diversity over a highly correlated rayleigh fading channel. In *Proc. WPMC 2003 – Wireless Pers. Multimedia Commun.*, Yokosuka, Japan, Oct. 2003. [Also available as TD(03)032].

[MTST02] T. Matsumoto, U. Trautwein, C. Schneider, and R. Thoma. On the use of multidimensional channel sounding field measurement data for system-level performance evaluation. TD(02)164, COST 273, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.

[MuDa04] C. Mutti and D. Dahlhaus. Adaptive power loading for multiple-input multipleoutput OFDM systems with perfect channel state information. In *Proc. 4th Workshop COST 273*, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[NaCB02] K. M. Nasr, F. Costen, and S. K. Barton. An application of smart antenna systems for archiving networks in TV studios. In *Proc. PIMRC 2002 – IEEE 13th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Lisbon, Portugal, Sep. 2002. [Also available as TD(02)006].

[NaCB03a] K. M. Nasr, F. Costen, and S. K. Barton. An optimum combiner for a smart antenna in an indoor infrastructure WLAN. In *Proc. VTC 2003 Fall – IEEE 58th Vehicular Technology Conf.*, Orlando, FL, USA, Oct. 2003. [Also available as TD(03)088].

[NaCB03b] K. M. Nasr, F. Costen, and S. K. Barton. A spatial channel model and a beamformer for smart antennas in broadcasting studios. In *Proc. ICAP 2003 – 12th Int. Conf. on Antennas and Propagation*, Exeter, UK, Mar. 2003. [Also available as TD(02)109].

[NaCB04a] K. M. Nasr, F. Costen, and S. K. Barton. A downlink pattern optimisation algorithm for a smart antenna in an indoor infrastructure WLAN. In *Proc. PIMRC 2004 – IEEE 15th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Barcelona, Spain, Sep. 2004. [Also available as WP(04)021].

[NaCB04b] K. M. Nasr, F. Costen, and S. K. Barton. Impact of user angular separation and channel estimation errors on a smart antenna system in an indoor WLAN. TD(04)156, COST 273, Duisburg, Germany, Sep. 2004.

[NaCB04c] K. M. Nasr, F. Costen, and S. K. Barton. An OFDM-MMSE smart antenna for an infrastructure WLAN in an indoor environment. In *Proc. VTC 2004 Spring – IEEE 59th Vehicular Technology Conf.*, Milan, Italy, May 2004. [Also available as TD(03)014].

[NeMa93] F. D. Neeser and J. L. Massey. Proper complex random processes with applications to information theory. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 39(4):1293–1302, July 1993.

[NiSS03] M. Nicoli, O. Simeone, and U. Spagnolini. Multi-slot estimation of fast-varying space-time communication channels. *IEEE Trans. Signal Processing*, 51(5):1184–1195, May 2003. [Also available as TD(03)042].

[ÖzBo04] H. Özcelik and E. Bonek. Diagonal-correlation channels: Better than i.i.d? TD(049133, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[PaSL03] S. Parker, M. Sandell, and M. Lee. The performance of space-time codes in office environments. In *Proc. VTC 2003 Spring – IEEE 57th Vehicular Technology Conf.*, Jeju, South Korea, Apr. 2003. [Also available as TD(03)087].

[PiLi05a] C. Pietsch and J. Lindner. On the construction of capacity achieving full diversity space-time block codes. In *Proc. VTC 2005 Spring – IEEE 61st Vehicular Technology Conf.*, Stockholm, Sweden, May 2005. [Also availale as TD(04)129].

[PiLi05b] C. Pietsch and J. Lindner. On the impact of imperfect channel knowledge on the performance of orthogonal STBCs. In *Proc. ICC 2005 – IEEE Int. Conf. Commun.*, Seoul, South Korea, May 2005. [Also availale as TD(04)036].

[PiTL02] C. Pietsch, W. Teich, and J. Lindner. On capacity and linear processing for multiuser mimo systems. TD(02)085, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[PNTL02] C. Pietsch, M. Nold, W. G. Teich, and J. Lindner. Optimum space-time processing for wide-band transmissions with multiple receiving antennas. In *Proc. ITG – 4th Int. Conf. on Source and Channel Coding*, Berlin, Germany, Jan. 2002. [Also available as TD(01)023].

[Poll02] A Pollard. An operator perspective on smart antennas and MIMO in systems beyond 3G. TD(02)123, COST 273, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.

[Pomm02] C. Pommer. Convergence of a semi-blind least-squares-algorithm for the UMTS FDD uplink with adaptive antennas. TD(02)072, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[PSTL03] C. Pietsch, S. Sand, W. G. Teich, and J. Lindner. Modeling and performance evaluation of multiuser MIMO systems using real-valued matrices. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 21(5):744–753, June 2003. [Also available as TD(02)125].

[RaWi04] B. Rankov and A. Wittneben. On the capacity of relay-assisted wireless MIMO channels. In *Proc. SPAWC 2004 – Sig. Proc. Advances in Wireless Commun.*, Lisbon, Portugal, July 2004. [Also available as TD(03)124].

[RBAR03] T. Rassool, A. Bilal, B. Allen, R. Roberts, R. Nakhai, and P. Sweeney. Error analysis of optimal and sub-optimal space-time trellis codes: Concatenation requirements. In *Proc. PIMRC 2003 – IEEE 14th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Beijing, China, Sep. 2003. [Also available as TD(02)150].

[RuWB04] M. Rupp, H. Weinrichter, and B. Badic. Comparison of non-orthogonal space-time block codes using partial feedback in correlated channels. In *Proc. SPAWC 2004 – Sig. Proc. Advances in Wireless Commun.*, Lisboa, Portugal, July 2004. [Also available as TD(04)006].

[SaTA04] K. Sakaguchi, S. H. Ting, and K. Araki. Initial measurement on MIMO eigenmode communication system. *IEICE Trans. Commun.*, J87-B(9):1454–1466, Sep. 2004. [Also available as TD(04)027].

[SGKM04] C. Schneider, M. Großmann, K. Kansanen, T. Matsumoto, and R. Thoma. Measurement based throughput performance evaluation of antenna variable modulation for broadband turbo MIMO transmission. In *Proc. WPMC 2004 – Wireless Pers. Multimedia Commun.*, Abano Terme, Italy, Sep. 2004. invited COST273 session.

[SiSp04] O. Simeone and U. Spagnolini. Lower bound on training-based channel estimation error for frequency-selective block-fading rayleigh MIMO channels. *IEEE Trans. Signal Processing*, 52(11):3265–3277, Nov. 2004. [Also available as TD(03)084].

[SpMa04] A. Spalvieri and M. Magarini. A suboptimal detection scheme for MIMO systems with non-binary constellations. In *Proc. PIMRC 2004 – IEEE 15th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Barcelona, Spain, Sep. 2004. [Also available as TD(04)126].

[SSSV04a] J. Salo, P. Suvikunnas, H. El-Sallabi, and P. Vainikaninen. On the characteristics of MIMO mutual information at high SNR. In *Proc. of 6th IEEE Nordic Signal Processing Symp.*, Espoo, Finland, Jun. 2004. [Also available as COST 273 TD(03)185].

[SSSV04b] J. Salo, P. Suvikunnas, H. El-Sallabi, and P. Vainikainen. On the distribution of mutual information in rayleigh fading mimo channels. In *Proc. NORSIG 2004 – 6th IEEE Nordic Signal Processing Conf.*, Oulu, Finland, Aug. 2004. [Also available as TD(04)043].

[SSSV04c] J. Salo, P. Suvikunnas, H. El-Sallabi, and P. Vainikainen. Some results on mimo capacity: the high snr case. In *Proc. Globecom 2004 – IEEE Global Telecommunications Conf.*, Dallas, TX, USA, Dec. 2004. [Also available as TD(04)042].

[StGa03] P. Stoica and G. Ganesan. Space-time block codes: Trained, blind, and semi-blind detection. *Elsevier Journal on Signal Processing*, 13(1):93–105, Jan. 2003.

[STMT03] C. Schneider, U. Trautwein, T. Matsumoto, and R. Thoma. The dependency of turbo MIMO equalizer performance on the spatial and temporal multipath channel structure – A measurement based evaluation. In *Proc. VTC 2003 Spring – IEEE 57th Vehicular Technology Conf.*, Cheju, South Korea, Apr. 2003. [available as TD(03)109].

[Syko01] J. Sykora. Constant envelope space-time modulation trellis code design for rayleigh flat fading channel. In *Proc. Globecom 2001 – IEEE Global Telecommunications Conf.*, San Antonio, TX, USA, Nov. 2001. [Also available as TD(02)016].

[Syko04] J. Sykora. Symmetric capacity of nonlinearly modulated finite alphabet signals in MIMO random channel with waveform and memory constraints. In *Proc. Globe-com 2004 – IEEE Global Telecommunications Conf.*, Dallas, TX, USA, Dec. 2004. [Also available as TD(03)094].

[TaJC99] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank. Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Trans. Inform.* Theory, 45(5):1456–1467, July 1999.

[TMWK05] D. Tujkovic, T. Matsumoto, R. Wohlgenannt, and K. Kansanen. Outage-based LDPC code design for SC/MMSE turbo-equalization. In *Proc. VTC 2005 Spring – IEEE 61st Vehicular Technology Conf.*, Stockholm, Sweden, May 2005. [Also available as TD(04)209].

[TSSH03] U. Trautwein, C. Schneider, G. Sommerkorn, D. Hampicke, R. Thoma, and H. Wirnitzer. Measurement data for propagation modeling and wireless system evaluation. TD(03)021, COST 273, Barcelona, Spain, Jan. 2003.

[WaTS01] U. Wachsmann, J. Thielecke, and H. Schotten. Exploiting the data-rate potential of MIMO channels: Multi-stratum space-time coding. In *Proc. VTC 2001 Spring – IEEE 53rd Vehicular Technology Conf.*, Rhodes, Greece, May 2001.

[WeBN04] M. W. Webb, M. A. Beach, and A. R. Nix. Capacity limits of MIMO channels with co-channel interference. In *Proc. VTC 2004 Spring – IEEE 59th Vehicular Technology Conf.*, Milan, Italy, May 2004. [Also available as TD(03)166].

[WeMe04] T. Weber and M. Meurer. Imperfect channel state information in MIMOtransmission. In *Proc. VTC 2004 Spring – IEEE 59th Vehicular Technology Conf.*, Milan, Italy, May 2004. [Also available as TD(03)152].

[WeMZ05] T. Weber, M. Meurer, and W. Zirwas. Subspace-based channel estimation. TD(05)004, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[WiKH03] A. Wittneben, M. Kuhn, and I. Hammerstroem. Linear scalable space-time codes: Tradeoff between spatial multiplexing and transmit diversity. TD(03)038, COST 273, Barcelona, Spain, Jan. 2003.

[Will02] T. J. Willink. On the impact of estimation errors on subspace-based array processor performance. In *Proc. PIMRC 2002 – IEEE 13th Int. Symp. on Pers., In- door and Mobile Radio Commun.*, Lisbon,Portugal, Sep. 2002. [Also available as TD(02)017].

[Will03] T. J. Willink. MIMO OFDM for fixed wireless access. In *Proc. WIRELESS 2003 – Proc. 15th Int. Conf. on Wireless Commun.*, Calgary, AB, Canada, July 2003. [Also available as WP(03)005].

[Will05a] T. J. Willink. Improving power allocation to MIMO eigenbeams under imperfect channel estimation. *IEEE Commun. Lett.*, 2005. Accepted for publication. [Also available as TD(05)025].

[Will05b] T. J. Willink. MIMO OFDM for broadband fixed wireless access. *IEE Proc. Commun.*, 2005. Accepted for publication. [Also available as WP(03)005].

[WiRa03] A. Wittneben and B. Rankov. Impact of cooperative relays on the capacity of rankdeficient MIMO channels. In *Proc. 12th IST Summit on Mobile and Wireless Commun.*, Aveiro, Portugal, June 2003. [Also available as TD(03)124].

[WSLW03] T. Weber, A. Sklavos, Y. Liu, and M. Weckerle. The air interface concept JOINT for beyond 3G mobile radio networks. In *Proc. WIRELESS 2003 – Proc. 15th Int. Conf. on Wireless Commun.*, Calgary, AB, Canada, July 2003. [Also available as TD(04)084].

[ZeST04] R. Zetik, C. Schneider, and R. Thoma. Correlation between MIMO link performance evaluation results and characteristic channel parameters. In *Proc. 13th IST Summit on Mobile and Wireless Commun.*, Lyon, France, June 2004. [available as TD(04)049].

[ZeZe03] E. Zentner and R. Zentner. Down link transmitting array for indoor channel equalization. In *Proc. ICECOM 2003 –17th Int. Conf. Appl. Electromagn. and Commun.*, Dubrovnik, Croatia, Oct. 2003. [Also available as TD(03)157].

[ZhBP04] L. Zhang, A. G. Burr, and D. A. J. Pearce. Capacity of cellular system for the finite scatterers MIMO wireless channel. In *Proc. WPMC 2004 – Wireless Pers. Multimedia Commun.*, Abano Terme, Italy, Sep. 2004. [Also available as TD(04)038].

第 8 章　无线网络问题

Roberto Verdone, Narcis Cardona, Silvia Ruíz Boqué, Velio Tralli,
John Orriss, Lúcio Studer Ferreira, Luís M. Correia, Markus Radimirsch,
Gianni Pasolini 和 Alberto Zanella

8.1　概述

COST 273 会议上提出的无线网络问题主要涉及无线网络规划，无线电资源分配以及对技术的设计与评估等无线网络优化措施。无线网络问题主要针对基于基础设施的网络，特别是蜂窝网络（如移动通信系统），然而这些技术也希望被应用于无线局域网（Wireless LAN，WLAN）、无线个域网（Wireless Personal Area Network，WPAN）以及基础设施缺乏的网络环境。于是，终端定位的问题也加入研究行列，这两章即是对这些问题的研究。在这一领域，市面上有许多出名的好书，因此这两章主要集中在 COST 273 会议所获得的最先进的结果上，而没有涉及与已研究过的空中接口技术相关的那些基础且偏向于介绍性质方面的知识。下一章介绍与移动通信系统（UMTS）相关的研究结果。

本章分为 4 个部分，章节主题并不是严格面向移动通信系统的。第一部分（8.2 节）研究了 MORANS，即 COST 273 会议中提出的呼吁参与的研究小组使用统一工具的提议，以此来研究无线通信系统中特定的无线蜂窝网络的性能。这样，相同的参考环境定义使得各组之间的结果有了可比性，从而实现了各组之间的协调。

第二部分包括专用于一般主题的章节，而不会涉及特定的空中接口技术：8.3 节描述无线网络优化技术，如蜂窝系统中的包分配技术以及通过多天线技术的应用来最大化系统容量等；8.4 节提供了无线网络性能评估的研究方法，特别包括连接模型的理论描述，该连接模型主要用于描述由多个无线接入端口和移动节点随机在平面分布而组成的无线网络的物理层特征。在本节中，我们列举了许多有关这个模型的应用实例；8.5 节描述了第三代和第四代网络的服务和传输模型。

第三部分包括 3 节（8.6 ~ 8.8 节），分别介绍了特定网络域名，如无线局域网（WLAN），个域网（PANs）和无线 Ad hoc 网络。在这里，我们考虑特定的空中接口，如 HIPERLAN/2 接口、IEEE 802.11 接口和蓝牙等。最后，第四部分（8.9 节）介绍了终端位置识别，其与网络和传播领域都相关。

8.2　MORANS

B3G 系统不仅仅包含一种无线接入技术，而是包含了许多种无线技术，如 WCD-

MA、GSM、通用分组无线业务（GPRS）、WLAN 和 PAN 等。众所周知，在全球异构网络中，这些技术和网络的融合优化了全球网络的覆盖、容量和质量，从而给用户和运营商都带来了很大的便利。例如，3G 网络工作在一组由 2G、2.5G 系统和热点组成的网络环境下，该环境是由不协调的无线局域网支持的公共、企业或住宅环境。

对这些网络进行研究需要引入很多参数和比原来更复杂的评估场景。COST 273 会议所涵盖的领域有组网和优化、RRM 算法设计、智能天线和 MIMO 技术、编码、算法调度、传输模型和 QoS、基站之间的互通和漫游等，而所有这些都需要系统仿真。许多从不同机构和国家来参加 COST 273 议案的研究人员于 2002 年 5 月启动了 MORANS 倡议，倡议呼吁提供一个在各种环境、参数和模型下都有用的工具来作为一个公共的仿真平台。

8.2.1　MORANS 倡议的目标

在许多情况下，由于研究者对仿真环境的假设和描述方法不同，导致研究者的研究结果不可比。这一问题在 COST 273 提案中解决针对不同 RRM 技术进行比较和拟定无线网络规划（RNP）策略时变得明显。为了解决这一问题，MORANS 的主要目标成为：通过对一些常见的参考情景（见参考文献［BüNB02］）进行定义来促进研究人员之间的信息交流，使研究人员能够轻松地交流信息、对比彼此的结果和策略。在 MORANS 的第一部分针对 UMTS 网络阐述了基于基础设施的网络。

为了使其具有实际意义，参考情景的设定需要满足一系列的要求，主要包括：

1）使用简单；

2）仅存在有限可能的情况；

3）方案中不同部分之间的接口定义；

4）可扩展性。

8.2.2　参考模型的结构

单一的情景过于复杂，而且研究表明很没效率，因此我们将提供两种类型的情景（见参考文献［MuRV04］）：

1）理想情景，基于简单周期性的几何布局，采用方便解释结果的简化模型。

2）实际情景，一些数据是从现实世界中采集得到，因此使得它们的准确度（和应用）变得更加复杂，但是这些数据提供了在更真实的条件下测试无线网络算法的可能性。

因为许多系统仿真需要在动态环境中进行，因此，静态和动态的方法都应该列入考虑范围。正如下面小节中描述的，每个情景包括许多从前面提及的层中选择出来的要素（包括地理数据、传输、基站位置、传播模型、终端和服务需求、节点 B 参数和链路级性能指标）。

1. 实际情景中的层和要素

（1）什么是“实际”情景？

本文中所提到的情景是对模拟输入的一组假设，其中这几种情景类型的假设来自真

实环境中所谓的网络规划。重要的是我们必须明白，这只是一个假设，原则上来讲它们是不可能描绘真实的无线网环境的。其中原因有三点：第一，这些方案可能包含一个具有挑战性的网络状况集合，而其中的网络状况可能不会在特定区域内的真实网络环境中出现；第二，COST 273 会议的目的不是为了分析特定的网络运营商；第三，网络布局在通常情况下是保密的。

实际情景设计几大优势如下：

1）情景非常近似实际的网络环境，可以降低将方案无效化的风险；

2）有利于将理论计算联系到物理意义的理解；

3）可以研究网络无线资源管理仿真中各种技术之间的相互影响，如天线设计的影响、传播仿真、地理数据分析等。

情景方案的多样性趋于复杂化使得在仿真研究中很难放大某些仿真模型的细节。这种情况在核查的前几步和质量审查的后几步表现得尤为明显。因此，从一开始就明确现实情景是由各种情形综合而成的。

现实情景在参考文献［BüNB02］中首次被提出，并在参考文献［MuRV04］中被进一步阐述。

（2）层结构

“层”是指一组无论从概念上还是实际因素上说均联系紧密的相关类型数据。

“子层”是指一个层的子集。

“元素”是指一个层（或子层）中的一个数据。

“参考场景”是指从每层中取出一个相匹配元素的一种选择。因此，一个参考场景可以被定义为为了特定的数值评估而选择的一组元素。

“元素 ID”是对元素的一种特殊标识，也是一种数据文档的形式，它为用户提供了通用输入的方式。元素 ID 的格式为“s. s-xx”，其中 s. s 为子层编号，而 xx 标识队列编号。

每个参考场景的构建都是将数据元素分成不同的层，然后将同一层里的元素收集到 MORANS CD 下的同一个文件夹中。因此，每一个场景的构建都可以看作是层的组建，其中，每一层都可以被定义一个元素编号。

MORANS 的层结构构建需要满足：

1）可扩张性；

2）通过层与层之间的元素交换可以灵活地产生改进情景；

3）结构优良，简单易懂。

表 8.1 列出了已被确定和预见的层。

表 8.1　MORANS 层

#	层	#.#	子层
1	地理数据		
		1.1	基础：数字高程模型、杂波、背景［栅栏］、背景［向量］
		1.2	扩展：数据［向量］的建立

（续）

#	层	#. #	子层
2	传输信息		
		2. 1	模型和参数
		2. 2	动态实现
		2. 3	静态实现
		2. 4	每个服务［光栅］的最终 Erlang 传输地图（每像素）
3	用户在参考平面上的服务请求		
		3. 1	每个服务的用户参考平面：会话、流媒体、互动、背景、声音
4	链路层的表格查询		
		4. 1	终端性能模型
		4. 2	每个服务的实现、终端、上行链路/下行链路、速度
5	定位		
		5. 1	基站位置（+天线位置）
6	传播		
		6. 1	路径损耗模型+参数
		6. 2	计算 2D 模型下的路径损耗
		6. 3	计算 3D 模型下的路径损耗
		6. 4	对数-正态分布阴影模型
		6. 5	每个用户的对数-正态分布阴影的实现
7	节点 B 参数		
		7. 1	静态天线系统和功率预算
		7. 2	(被共享的）节点 B 资源
		7. 3	智能天线系统和功率预算
8	无线资源管理算法和参数定义		
		8. 1	CAC
		8. 2	PC
		8. 3	LC
		8. 4	交换
		8. 5	调度

（3）环境元素的实现和供给

我们计划通过合作者产生的新元素来扩展实际情景。这些新的元素可能是基于现有存在元素的变体，新的场景以及新的仿真结果。同时，合作者将结果反馈给MORANS方

案的数据集，而仅有一个基础的元素集是由服务商提供的。

元素主要以如下形式提供：栅格数据文件（主要来自赞助方）、向量数据文件（主要来自赞助方）、表格文本文件或 XML 格式（主要来自合作者）、pdf 文档（主要来自合作者）、对标准和出版物以及报告等进行引用的 pdf 文件。

为了方便实际应用，定义一个严格的、封闭的单一情景代表是十分必要的。这种结构已在可扩展性标记语言（XML）中制定出来，这些将在 8.2.3 节阐述。

在 MORANS CD R2.0 中提供了两个实际参考情景，分别参照都灵和维也纳的真实环境。R2.0 中提供的数据在表 8.2 中给出。

表 8.2　真实场景中的可用元素

#	层	现实中的都灵	现实中的维也纳
1	地理数据	仿真区域的量度—其他区域每个像素的加权系数-数字高程模型-铁路和高速公路（向量文件）	仿真和分析区域的坐标-数字高层模型-在不同层之间根据其重要性（向量）来合理安排路径-建筑轮廓的三维数据，包括建筑物的高度指标（向量）—三维建筑物信息（光栅）—由奥地利格拉茨的 ARGE Digitalplan ZT 公司提供的地形图（光栅）
2	传输信息	服务特点：服务信息以及上行链路和下行链路不同服务的使用方法。使用概率（用户密度-4 个服务中每一个的典型应用-每种服务类型的使用概率）。50 种不同实现方法的传输信息（每个用户的标识和坐标，用户所在的环境类型、用户需要的服务类型、服务地段）	上行链路和下行链路中 3 种不同服务的服务信息和使用方法。使用概率（在 4 种不同环境下每种服务的相对用户密度-绝对用户密度）。有 50 种不同实现方法的传输光栅图（每个用户的标识和坐标、杂波类型、服务请求、用户速度、链路的当前状态、分配给移动业务的渗透损失数值及其分类）
3	用户参考平台的服务要求	通过一个 .pdf 文件来描述用于链路级评估的 UTRA-FDD 链路级仿真	通过一个 .pdf 文件来描述用于链路级评估的 UTRA-FDD 链路级仿真
4	链路级查询表	通过使用一个 .pdf 文件，对一个在 UTRA-FDD 链路级仿真中产生的最近似的假设进行描述。这个 .pdf 文件同时也在上行链路和下行链路中为不同类型的服务提供链路级查询表（见参考文献［OlRG03］）	通过使用一个 .pdf 文件，对一个在 UTRA-FDD 链路级仿真中产生的最近似的假设进行描述。这个 .pdf 文件同时也在上行链路和下行链路中为不同类型的服务提供链路级查询表（见参考文献［OlRG03］）
5	站点位置	对都灵场景的位置由 Vodafone Italy 提供（站点标识、站点的横纵坐标、站点的高度）	对维也纳场景的位置由 Hermann Bühler 博士直接投资的公司与奥地利的 mobilkom公司合作提供（站点标识、站点的横纵坐标、站点的高度）

（续）

#	层	现实中的都灵	现实中的维也纳
6	传播数据	路径损耗预测是由 Vodafone Italy 响应 MORANS 的倡议提出的，该预测设计每个站点（路径损耗值、角度评估）	路径损耗矩阵包括从发射天线到 15m 内任何接收机位置的传输损耗
7	节点 B 参数	节点 B 配置参数： ● 节点 B 标识 ● 天线类型 ● 机械偏斜 ● 电子偏斜 ● 方位高度 ● 站点标识 天线系统配置包括存储在水平和垂直辐射模式下的文件和一些额外的信息	维也纳网络状况下的节点 B 信息： ● 站点标识 ● 发射机 ● 标识 ● 天线名称 ● 天线方位 ● 天线偏斜 天线辐射模式：[ ] 中的角度从主光束 0 度角开始，背离主光束以分贝衰减
8	无线资源管理	参考参数在一篇 PDF 文档中进行了说明。该文档阐述了参数、数值范围，并为此广泛参考了出版物、报告、标准等。（见参考文献［FeCo04］）	参考参数在一篇 PDF 文档中进行了说明。该文档阐述了参数、数值范围，并为此广泛参考了出版物、报告、标准等。（见参考文献［FeCo04］）

2. 合成场景中的层和元素

MORANS 合成场景的提出是为了简化仿真模型，方便分析仿真结果。场景模型和参数主要从由 ETSI 和 3GPP 提供的参考模型中获取，并从 IST 投资的科研项目，即无线服务-IST 项目中的先进无线电资源管理里得出结果。合成场景已经按照通用的 MORANS 结构进行结构化处理，其中用到了表 8.1 中的同层结构。

（1）第一层：地理数据

3 种不同环境的地理特征已经从参考文献［3GPP02a］和［ETSI98b］中提取出来，由此，我们为第一层（见参考文献［FMCR04a］）定义 3 个元素。被定义的环境在表 8.3 中总结出来。

表 8.3　第一层的参数

环　　境	平均建筑高度	平均建筑宽度/m	平均街道宽度/m	建 筑 布 局
城市宏蜂窝	12m（4 层）	50	30	未定义
城市微蜂窝	假设高度无限	75	15	曼哈顿网格
混合型 宏/微	12m	60	30	曼哈顿网格

（2）第二层：传输信息

第二层元素在参考文献［MGFC04］中定义。本层包括以下元素：

1）传输模型：信息传输是根据用户特性来建模的，主要为了在服务承载（两方面都在表 8.4 中列出）和数据源行为之间进行信息传递。数据源模型如下：

① 语音通话：通话到达过程为泊松分布，通话时长和活跃时间为指数分布。

表 8.4　服务和用户需求

	语音通话	视频会议	网页浏览	流媒体
繁忙时段呼叫建立的数目	1	0.06	0.12	0.12
通话时长/负荷	120s	120s	2Mbit	425kbit
繁忙时段每个用户的传输量	33.3mE	2mE	240kbit	51kbit
下行链路（DL）承载/[type/(bit/s)]	12.2 话务量	64 组通话	128 组会话	128 个视频流
上行链路（UL）承载/[type/(bit/s)]	12.2 话务量	64 组通话	64 组会话	不相关

② 网页浏览：pareto 分布的文件数量、文件大小、活跃时期的关闭状态以及 Weibull 分布的不活跃周期的自相似传输。

③ 视频会议：用马尔可夫链作为模型的 H.263 视频。

④ 流媒体：利用小波系数建立 MPEG-4（活动图像专家组）模型。

2）移动性：列举两个可移动模型，每个都适应于一种建筑楼层，这些楼层包含在第一层中且彼此互不相同（如上所述）。这两个模型都来自于参考文献［Inst98］中的一个描述。

3）交通网：为郊区和人口密集的城市环境定义了一个统一的流量密度。同时，也包含了不统一的流量密度，用以为热点地区建模。

（3）第三层：用户参考平面服务需求

对蜂窝网的系统级仿真结果需要由链路级仿真得出，因为链路级仿真可以将网络中的干扰状况与由误码率（BER）、误块率（BLER）等衡量的目标信号质量联系起来。这一层提供了一种仿真方法，本书通过贯彻这一方法来获得所需链路级结果。本书的仿真方法基于假设、简化以及在 ARROWS IST 研究项目（见参考文献［ARRO04］）中开发出的方法。

（4）第四层：链路级查询表

本层提供了误码率和误块率的链路级性能。这些性质可以通过几个参数衡量：

1）无线接入承载（RAB）及其传输格式。

2）接收信号与噪声加干扰的比例 E_b/N_0。

3）发送接收机制。

4）传输信道特性（延迟剖面，多普勒频移）。

为了多个参数组合，我们提供了查询表。

（5）第五层：基站位置

因为第五层中包含许多元素，因此各种蜂窝网拓扑均包括在第五层中。第五层中的元素提供了不使用包络技术即可在第一层所述的地理环境、宏蜂窝（见图 8.1）和微蜂窝（见参考文献［3GPP02a］）中进行仿真的可能性，因此产生了 4 个不同的蜂窝网拓扑结构。额外的第五种结构由参考文献［3GPP02a］提出，这种结构被用来作为宏蜂窝和微蜂窝共存时的模型。拓扑结构的设计是为了能够在不同复用因素下灵活仿真 CDMA 和 TDMA 网络，即 1/3 和 1/4。

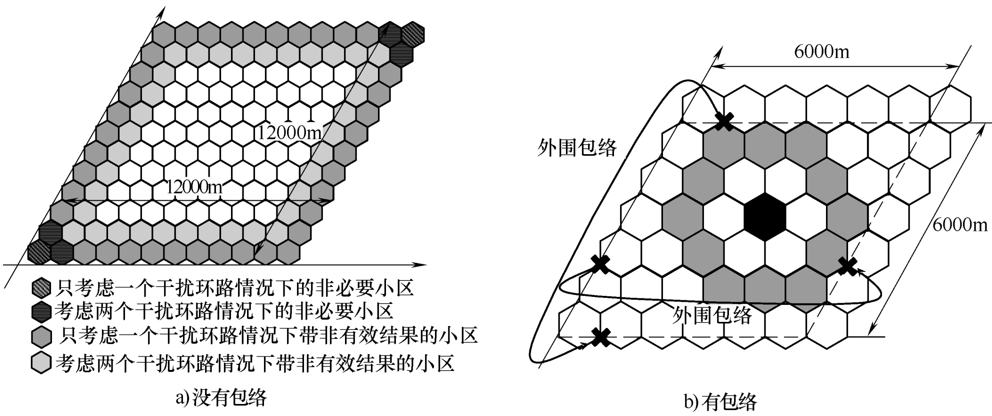


图 8.1　宏蜂窝拓扑结构

（6）第六层：传输数据

系统级仿真的传输模型包括路径损耗和阴影衰落，而短期信道特性则建模成链路级。即在第六层中分别为宏蜂窝和微蜂窝环境设定 UMTS 30.03（见参考文献［ESTI98b］）和 3GPP（见参考文献［3GPP02a］）路径损耗模型。对两个版本的宏蜂窝模型进行描述可以方便对地理环境的描述。

关于阴影衰落，其统计特性在参考文献［ESTI98b］中提出。但是，考虑到在 MORANS 真实情景下每个小区的具体传播图都是已知的，为了提供 MORANS 真实情景下的一致性，提出了合成情景下阴影图的概念。这样，第六层（见参考文献［FMCR04b］）包含了纯二维阴影图（实例见图 8.2），该阴影图通过纯二维滤波产生，并保持了通常假设的阴影统计特性（包括标准差、自相关距离和细胞间的相关性）。

（7）第七层：节点 B 参数

第七层（见参考文献［FMGL04］）包括两个方面：天线辐射类型和各部分的调配。特别介绍了两种不同的天线：第一种是为了对全向性小区进行建模而采用的各向同性天线，并为此提供了一种场景，其中传输干扰与天线干扰可以分开；第二种对应于一种引用参考文献［ESTI98b］中的 90°波束天线的简化数学模型，其目的是为了对天线方向也在第七层给出的三等分（trisectorial）小区进行建模。必须指出的是，在合成场景下，天线方向和辐射类型仅考虑水平方向。

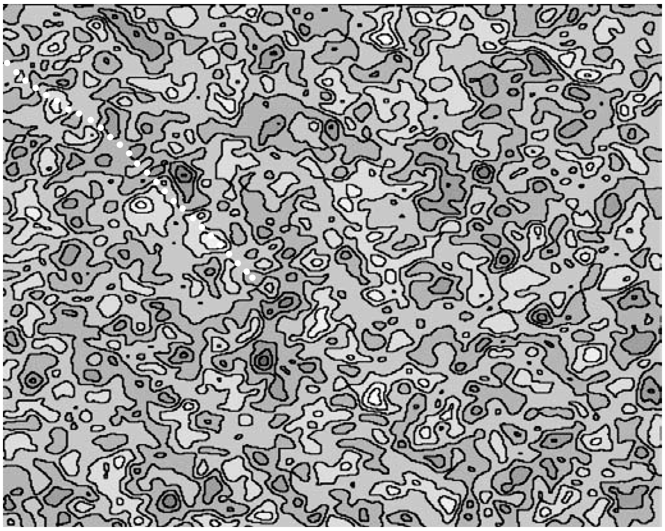


图 8.2　纯二维阴影图

8.2.3　场景和 XML 方案下的数据模型

本文旨在提供一个用于描述场景组织的数据模型，用于进行面向平台的选择，XML（可扩展标记语言）用于描述和交换 MORANS 结构化数据（见参考文献［MuRV04］）。

面向转换的 XML 技术的起点和主要目标是：利用一个通用数据模型来构造现有数据，并控制其将来的扩展。而且，由于无线网络仿真和规划的庞大和复杂，数据场景早已通过 XML 格式被编入欧洲的 MOMENTUM（网络规划和 UMTS 控制的模型和仿真）项目中（见参考文献［EGTK04］）。因此，决定将 MORANS 数据与现有的 MOMENTUM 数据格式相协调，这样可以增加吸引潜在用户的因素，因为在这种途径下，由 MORANS 和 MOMENTUM 提供的所有数据都可以被立即使用。最后，本文定义了一种新的 XML 数据结构：在一些情况下可以改善 MOMENTUM 格式，从而适应 MORANS 信息，而 MOMENTUM 数据则根据一个使所有场景在通用格式下都可用的标准进行更新。

下文提出了一种用以控制 XML 格式中参考场景数据的结构概况，更具体的叙述见参考文献［MuRV04］。

图 8.3 提供了可用于各种文件中的控制 MORANS 和 MOMENTUM 数据的通用结构。

Scenario. xsd 是指向所有数据的结构的指针（anchor）方案。指针（anchor）文件 Scenario. xsd 是树形结构，其中根元素产生了场景中所有元素之间的连接。根元素的名称——Scenario，被用于强调以下事实：这一结构将被用于各种场景。这个元素指向了构成这一场景的所有元素。

下面叙述的每个元素轮流导入其他元素，每个都是特定的属性和属性类型，从而产生用以收集数据的 XML 文档的结构。下面对本文提到的主要元素进行了简要叙述。

1）每个特定场景的名称都存储在元素 ScenarioName 中。

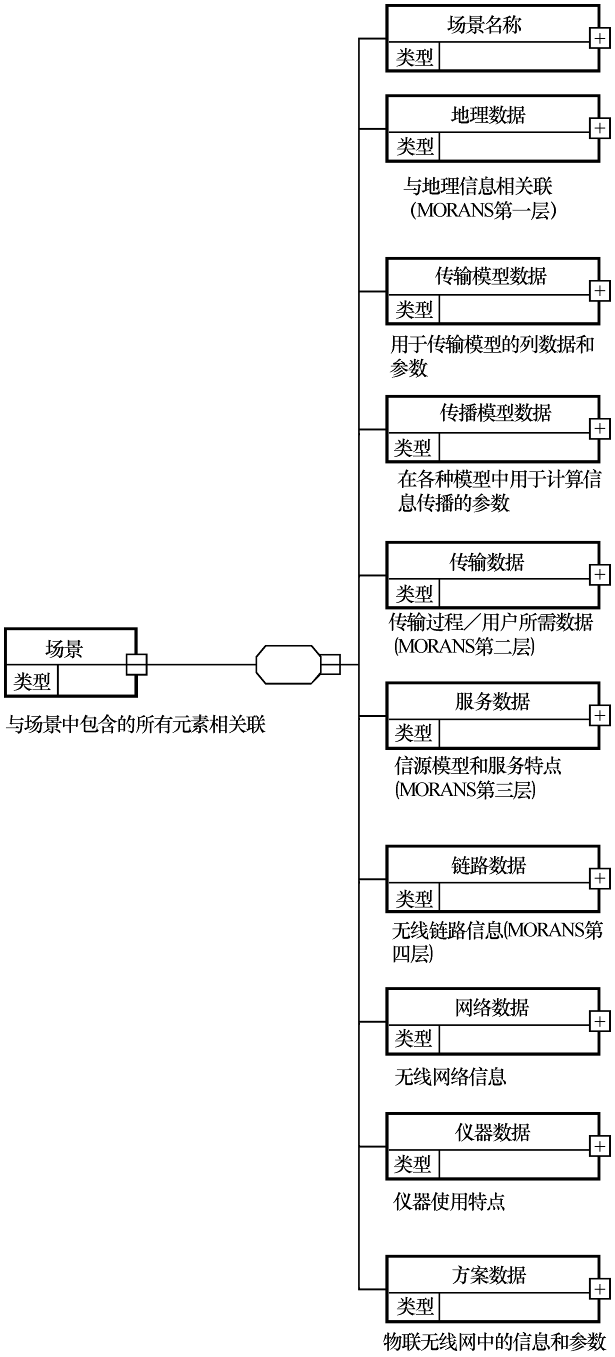


图8.3 MORANS和MOMENTUM场景的指针方案

2）元素GeoData指从地理角度定义的场景中的所有元素，这一元素结构用来控制第一层的数据。

3）元素 TrafficModelData 指用来建立传输模型的数据和参数。

4）元素 PropagationModelData 中定义了传输参数的的规范。

5）元素 TrafficData 包括对所考虑场景的传输负载的定义。这一元素概括了第二层所能找到的所有信息和传输条件设定。

6）元素 ServiceData 通过参考一个特定用户设施和一个特定的移动模式，给出了服务传输源模型，定义了服务说明。

7）元素 LinkData 包括无线电链路信息，如在不同负载下的误码率（BER）和误块率（BLER）比平均值 E_b/N_0，所有的这些数据都位于第四层。

8）元素 NetworkData 定义了携带所有传输参数的全配置无线网。这一场景是从构成整个站点的小区的角度来定义的。本书给出了所研究网络中每个站点和小区的一组完整配置参数。这一元素包含了第五层和部分第七层的信息。

9）最后，元素 PlaningData 给出了自动网络规划的向导。当前，考虑到 MORANS 场景，这种类型的数据信息还不能使用。

8.2.4　RRM 参数

为了进行系统仿真，需要提供 WCDMA 网络主要特性参数的参考值。因此，MORANS 的目标之一是确定一个决定网络固有特性的必要参数子集，而非详尽地列出一个表格提供可以得到最优解的参数。MORANS 提供的参数分为以下两类：

1）第一类参数，它们的值可以在特定文档中找到。

2）第二类参数没有特定的值，并且需要优化。

此外，因为有太多处理系统级方面的参数，本书将参数类型进一步划分为节点 B、终端、呼叫接入控制、拥塞控制和软切换控制。最后，对于最重要的无线资源管理程序，本书给出了可以作为参考的简化算法。部分算法如下（见参考文献［RCFG04］）：

1）呼叫接入控制；

2）拥塞控制；

3）软切换进程。

在参考文献［FeCo04］中，作者尝试使用呼叫接入控制和拥塞控制算法参数以及与参考文献［WCFM01］中类似的软切换决策参数。此外，在对公开文献和 3GPP 文档进行了深入的分析后，本书对系统参数、传输信道模型和接收模型进行了完整的整合。

8.2.5　可用性的结果和实例

文献［MuVe04］从被系统服务的用户角度出发，利用从都灵实际场景（见参考文献［MuRV04］）下采集的参数以及半解析工具（见参考文献［BaMV03］），在 WCDMA 场景下进行了下行链路容量评估，并将所得结果与从综合方案中获得的结果相对比。在仿真场景中，移动台（MS）在仿真区域内随机生成且均匀分布，并且在每一次快照中移动台都会生成新的分布。对于传播领域所关注的方面，参考文献［MORA03］所提供的路径损耗数据库被用在都灵真实场景中，而简化模型则被用于合成场景中，另外，服务参数也取自参考文献［MORA03］。该参考文献的目的是调查软切换进程和基站选择

分集传输功率控制（SSDT）模式在网络标注方式中的作用。

参考文献［GMFL04］为了对 UTRA 中不同资源分配策略的性能进行分析，提出了动态下行链路仿真，其中包括切换、载入控制、包管理等方面。动态场景包括：终端移动性（有包络），呼叫的建立与释放，在接收信号中服务需求的多样性和服务质量变化。蜂窝结构、传输模型、可移动模型和服务参数都是从参考文献［MORA03］中获得的。下面测试两种不同的切换策略：硬切换和软切换，它们是针对不同阈值的两种切换方式。假设并行用户数量达到最大，得到如图 8.4 所示结果。结果表明，采用相似的阈值，软切换明显优于硬切换。

在参考文献［RGGH04］中利用 UTRAN C++仿真工具在真实的维也纳场景（见参考文献［MORA03］）下进行仿真，本书分析了部分简单的结果来验证所获得的信息是否一致。显示结果应该被理解为初步的简单结果（主要针对下行链路），但可以有助于理解如何在给定的层和文件下使用 MORANS 场景，从而可以将其与其他的研究团队的结果进行比较并获得详细的场景使用介绍。本节我们介绍了一些 RRM 参数，如 MT 和基站（BTS）的发射功率、小区负载以及干扰条件。

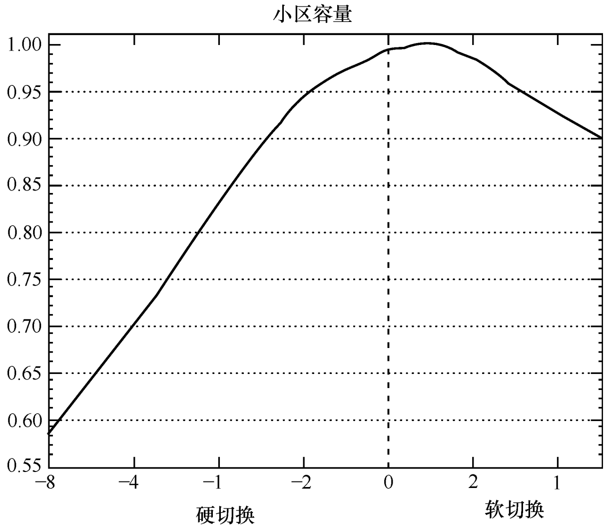


图 8.4　不同切换方式的容量

参考文献［FGLM04］中评估了一个新的结合空间信息的 2D 阴影模型。参考文献［MORA03］中评估了上述模型的性能，并利用合成场景来确定系统性能评估中的一些重大影响。我们分析了 GPRS 的吞吐量和误块率仿真结果，并将其与其他阴影模型（对数-正态假设）进行对比。

MORANS 倡议的主要目的之一是以 XML 格式在统一的参考场景中进行仿真，从而方便将不同工具所获得的结果进行比较。下面一节概括了不同研究团队所获得的结果，这些结果在参考文献［PBCE05］中进行了详细的叙述。

1. 宏蜂窝综合情景

利用两个动态系统仿真器对 WCDMA 网络下行链路的测试性能进行评估，并将结果进行对比。所选择的场景被描述为一个带有规律性的全向天线小区分布（1km 的站点距离），一个 8dB 标准差对数-正态阴影的宏蜂窝传播模型以及一个均匀传输分布的城市宏蜂窝环境。在语音和视频呼叫（VC）的混合型服务中，行人用户（3km/h）和车辆用户（50km/h）是被分开进行仿真的，仿真中采用了包络技术。两个动态仿真器之

间的许多不同已经在一些 RRM 策略和系统行为的执行中被确定出来。为获得类似结果，我们考虑如下方法：

1）呼叫接入控制。在由 WF（Wireless Future）研发的动态仿真器中，估计了在即将进行的会话中所需的功率，以此来考虑本次会话所需资源以及正在进行的会话所需的额外资源以面对会话接入时所造成的干扰增加问题。在由 UPV 研发的动态仿真器中，通过假设即将进行的会话被允许时的实际系统状态和系统的将来状态，来计算即将进行的会话所需功率以及正在进行的会话所需的额外功率。也就是说，考虑一个完美假设：如果被允许会话的无线信道条件没有改变，则没有丢包事件发生。

2）语音活跃因素。语音服务的特点是活跃和无语音服务交替。为了这次研究，本服务的活跃因子被设为 0.5，并假设一个用户说话时间与听的时间相同。此外，必须考虑支持专用控制信道的功率。在由 WF 开发的动态工具中，信道被全部利用；而在由 UPV 开发的动态仿真器中，在假设一个更大数值的活跃因子时，需要考虑开销问题。为了进行这一研究，我们假设这一活跃因子为 0.67。

一些 RRM 参数的概括在表 8.5 中给出，其结果在表 8.6 中给出。

表 8.5　综合场景中的 RRM 参数

参　数	数　值
呼叫接入控制阈值（%）	75
用于触发的拥塞控制算法时间/s	5
最大的活跃设定	4
SHO 增加阈值/dB	3
SHO 移动阈值/dB	4
SHO 替换阈值/dB	3
用于触发的 SHO 时间/s	0

表 8.6　综合场景结果

性能指标	UPV	列 1	WF	列 2
速度/(km/h)	3	50	3	50
误块率（%）	4.5	13.1	1.4	8.9
丢包率（%）	4.7	2.5	2.4	12.2
每个小区内的平均语音会话	27.3	23.3	27.5	25.2
每个小区内的平均视频会话	5.7	4.9	6.2	4.4
平均基站发射功率/W	9.6	12.6	10.2	12.5
每个小区内的平均 SHO 会话（%）	21	23.1	20.8	21.2

通过两个动态仿真器，我们得出如下结果：在每个小区中的平均语音会话，每个小区中的平均视频请求，平均基站发射功率以及每个小区中的软切换会话方面彼此非常接近。对比由这些工具所提供的误块率和丢包率，一些不同是明显的。这是由这些工具所提供的 RRM 策略不同所导致的。事实上，一个理想的呼叫接入控制是由 UPV 开发的动态仿真器所提供的。这就导致了比 WF 所得到的结果更高的误块率。相反地，在 WF 仿真器中检测到的丢包率比 UPV 中获得的丢包率高。这意味着当 WF 开发的动态工具在之后的大多数情况下丢包时，这一协议会在低估其所需无线电资源的情况下被允许。值得一提的是，在对行人的实例研究中，UPV 产生的高误块率和丢包率主要源自其提供的较高负载。事实上，两种工具中考虑的泊松过程相同，但是它们提供的负载则是根据各自的实际状态。

2. 都灵的真实场景

我们进行系统评估是为了通过一个动态系统仿真器和一个采用静态方法的评估软件来对比 WCDMA 网络中下行链路的评估性能。表 8.7 中给出了主要的仿真参数。

表 8.7　都灵场景参数

参　数	数　值
正交因子（0:1）	0.633
阴影标准差/dB	0
汽车中的衰落/dB	8
楼内的衰落/dB	20
CPICH 功率/dBm	30
其他常见信道功率/dBm	30.5
最大基站功率/dBm	43
CPICH E_c 阈值/dBm	-110
CPICH E_c/I_0 阈值/dB	-18

我们根据覆盖范围和容量来估计方位角和倾斜值这两个网络配置，作为参考和改进配置。

3. 覆盖范围分析

每个小区 CPICH 的等级（E_c）和质量（E_c/I_0）是分别估计的。对于 E_c，结果不取决于系统负载，而是从分别进行评估的室内用户（额外损耗为 20dB）、室外用户（无额外损耗）以及车载用户（额外损耗为 8dB）中获取。对于 E_c/I_0，结果取决于系统负载，因此假定每个基站发射最大功率（最坏情况分析），并且没有一个用户通过它的移动行为而获得的额外损耗。考虑到对 CPICH 中 E_c 等级的评估和质量 E_c/I_0 的调查，以及对这两种网络的配置，在表 8.8 中将覆盖面积百分数分为 3 种情况。

表 8.8　都灵场景的覆盖结果

性 能 指 标	额外损耗/dB	ZIB 参考	改　进	WF 参考	改　进
室外覆盖（%）	0	98.6	99.4	98.5	98.9
车辆覆盖（%）	8	95.7	96.6	95.2	95.4
室内覆盖（%）	20	49.0	50.1	47.7	48.0
E_c/I_0 覆盖（%）	—	97.8	99.3	97.1	97.8

结果表明，在覆盖面积分析过程中，不同的工具和评估方法达成了较好的一致性。即使数据结果不同，通过这两种方法也能得到相同的趋势：改进型配置可以提高在覆盖面积方面的系统性能。

4. 容量评估

考虑一个由 30% 车辆和 70% 的室内用户组成的传输系统。语音服务的传输条件设为 FER = 1%，而视频呼叫和数据流数据的传输条件设为 BLER = 1%。

因为这一评估软件并没有对用户进行明确的仿真，我们就每个小区内的平均下行链路功率进行了性能比较。

表 8.9 中，数据结果完全不同。这一结果是在预料中的，因为该评估方法适用于静态方法，如 9.4 节所述，该静态方法与动态仿真器相比，更倾向于低估所需资源。但是可以看出，两种情况下观察到的趋势是相似的。当我们对比两种配置，改进配置中的平均发射功率有所降低。

表 8.9　WF 和 ZIB 配置下的容量结果

	每个小区内的平均功率/mW	
网络配置	ZIB	WF
参考	3660	5415.8
改进	3534	5300.9

5. 真实场景（维也纳）

我们进行系统评估是为了通过采用静态方法的商业静态系统仿真器和评估软件来对比 WCDMA 网络的评估性能。我们进行了覆盖和容量评估，并将其对比。

该服务是由语音服务和如下两个数据服务组成：对称服务（上下行链路均为 64kbit/s）和非对称服务（上行链路速率为 64kbit/s，下行链路速率为 144kbit/s）。因为商业化无线电规划工具不能导入 XML 文件的 MORANS 数据设置，需要利用传输模型参数对传输文件重新计算。图 8.5 显示了覆盖分析的结果。

这两张图显示了绝对信号强度和相对信号强度之间有非常密切的关系。因为评估软件没有明确的仿真用户，因此我们根据每个小区内的平均下行链路功率进行性能对比。图 8.6 显示了通过上下行链路的商业静态工具和评估方法进行仿真得到的不同的功率级。图像对比了下行链路中的发射总功率和上行链路中的接收总功率。图像显示了两种仿真工具即使在仿真方法不同的情况下也具有良好的一致性。

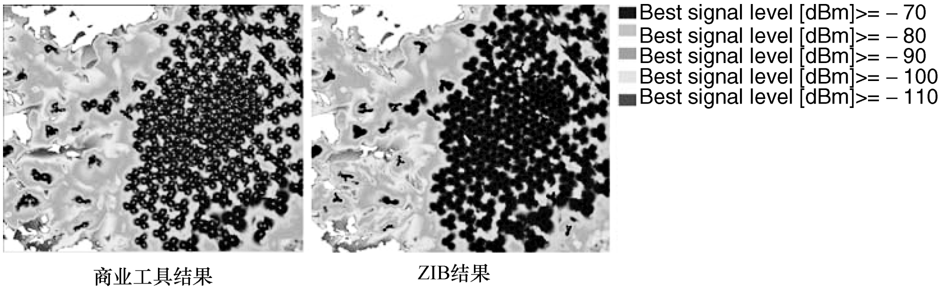


图 8.5　基于在飞机上的功率检测得到覆盖分析的结果

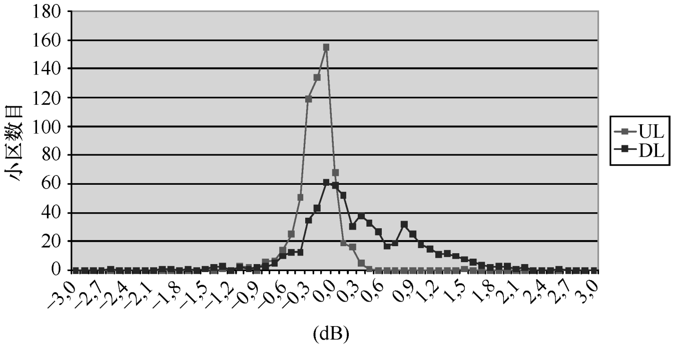


图 8.6　功率等级直方图在上行链路和下行链路中的不同

8.3　无线网络优化技术

8.3.1　无线蜂窝系统中的资源分配和分组调度技术

分组交换通信与无线网络的联系越来越密切。一方面，将无线电资源释放到单一的通信单位（如组）中已经比释放到整个通信中重要得多；另一方面，IP 逐渐成为用于整合和传输的异构多媒体和数据传输的骨干网络中的主要技术。

在本节中考虑两个很重要的无线电资源优化问题，用以设计无线分组网络中的 MAC 和 RRM 功能。

第一个问题是寻找最佳途径（作为一个容量和复杂度之间的权衡）来动态地将无线电资源分配给一组需要传输数据包的用户（见参考文献［ZaKi01］）。

第二个问题是寻找最佳途径（作为容量、用户满意度、公平性和复杂度之间的权衡）来将可用的无线电分组交换信息及时分配给一组需要进行包传输并且有 QoS 限制的用户（见参考文献［CaLi01］）。

因此，无线分组网络中的动态资源分配和分组调度技术是最优化频谱效率以及下一代无线接入网络的系统容量中的相关方面。为了达到对蜂窝系统中无线电资源的有效利

用，需要了解这些技术的信道和干扰信息（见参考文献［ZaKi01］，［CaLi01］）。此外，我们需要考虑小区之间不同的协调信息：最优选择为完全集中制算法（用于一个单一的共用控制器或一个网络中的分布式控制器），因为它有完整的信息，所以可以执行最优指令。但是，它可能很复杂并且需要一个大的信号负载。一个分布式算法（在每个小区内独立运作）可能会很简单，但是这种算法需要利用不完全信息对无线电功率和带宽进行灵活的控制，以求达到大的系统容量。我们进行一个折中的选择，采用部分集中制算法，用算法控制小区的一个小子集，并有最高相互干扰。

第一个问题在参考文献［TrVZ02］和［TrVZ03］中给出，这两篇文献提出并研究了一个新的基于 TDMA（仅有 TDMA 技术或混合型技术）的全频谱复用蜂窝无线电系统的动态资源分配技术。不同于传统的分配策略中先分配时隙后进行功率控制的方法，该方案预先分配（静态分配）给每个信道一个最大的功率级，然后动态地进行信道分配和精密的功率控制。静态的功率预分配又称功率修整（power shaping），它利用一组功率曲线来实现，是专门为三区域蜂窝小区设计的。功率修整可以限制（或修整）在帧的每个时隙内发射的功率，以求在一个非合作环境下部分控制小区内和扇区内的干扰。

这一技术是为每个小区均带有 3 个扇区的蜂窝小区系统下行链路开发的。每个扇区建立一个标签（A 或 B 或 C），再利用因子是其中之一。参考文献［TrVZ02］中给出了 3 个标签图表的设计指南。通过将功率曲线描述成功率级向量，$\boldsymbol{P}_l=[P(0,\ l),P(1,\ l),\cdots,P(N-1,\ l)]^{\mathrm{T}}$，我们可以利用几何方法很容易地设计出一个合理的 3 标签对称功率图表，见表 8.10。其中，功率级 p_j 最简单的选择之一是直线（线性修整），例如，$p_j=P_{\min+}\mathrm{j}(P_{\max}-P_{\min})/(N-1)$，公式中的 $P_{\min}$ 和 $P_{\max}$ 为需要合理设置的参数。参考文献［VeTr03］中给出了更详尽的设计。

表 8.10　3 标签带中心凹点的功率图表

Slot	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
P_A	p_0	p_1	p_2	p_6	p_5	p_4	p_6	p_5	p_4	p_3
P_B	p_6	p_5	p_4	p_0	p_1	p_2	p_6	p_5	p_4	p_3
P_C	p_6	p_5	p_4	p_6	p_5	p_4	p_0	p_1	p_2	p_3

信道分配算法是一个贪婪算法，它利用每个信道需要的保守功率信息来为一个给定用户在 SIR 质量约束下的数据包服务。这一保守功率是利用干扰小区的功率图表信息和信道状态信息来估计的。该算法一次仅分配给一个尚未分配的用户，直到没有更多的用户或资源可以分配。每次选中一个用户，就会分配给他首选资源。在分配程序终止之后，功率控制算法就在每个扇区（或集中控制下的一组扇区/小区）内开始运作。

结果表明，这一技术无论是否是集中式资源管理控制，都可以提高系统容量。而且它还可以填补集中式和非集中式策略之间的有效性差距。

在参考文献［VTZZ04］中也介绍了带有智能天线的无线分组网络中的资源分配问题。需要指出的是，SDMA 中带有智能天线的资源分配技术可以通过允许对多用户的同步传输来提高无线系统的容量：在下行链路中，每个数据流都被调整成为所需用户服

务，而空值都放置于干扰用户的方向。多小区分组 SDMA 中仍待解决的问题是如何管理小区内干扰，这一干扰因分组接入和下行链路波束成形而很难在非协作环境下被预测。

参考文献［RaLT98］中提出在下行链路中的最优联合功率控制和波束成形技术。其中，提出了一种迭代算法，它首先调整了基于等效上行链路问题的权重向量，然后进一步调整发射功率。参考文献［VTZZ04］中提出了一种分配算法，它工作在一个分布式 SDMA 环境中，可以支持功率修整。我们可以通过基于对最坏情况干扰中一小部分的估计来对小区内干扰进行管理，其中最坏情况干扰通过导频信号获得，并需考虑到多天线技术（实际情况中小区内的干扰值取决于其他接入点的分配情况，因此它并非先验已知的）。功率修整对帧中的每一点规定了一个最大发射功率约束。这一分配算法试图根据用户的空间独立性、信道质量、干扰估计以及可用功率来将每个点填入一组数据。图 8.7 中表明，即使在 SDMA 环境中，与随机分配的基线情况相比，这一技术也会显著提高系统容量，并且大大降低因为缺乏控制而造成的与贪婪集中式算法之间的差距。

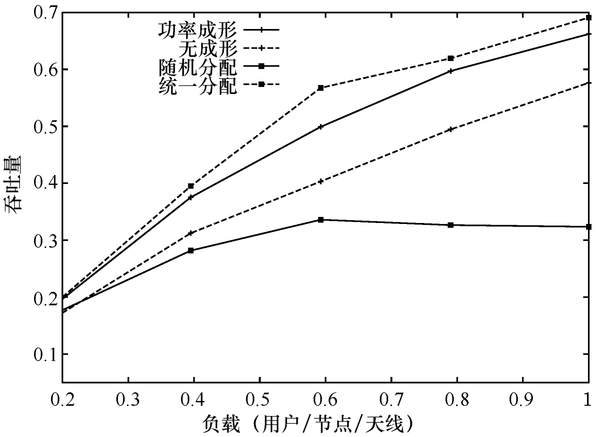


图 8.7　吞吐量和负载：将所述算法在带有与不带功率修整、集中式和随机分配的情况下分别进行对比

第二类最优化问题，如分组调度问题，在以下两个参考文献中提及：［CuMB01］中提出了单一小区上行链路中的最优化问题，而参考文献［SaGV05］中提出了多小区 MC-CDMA 系统中上行链路的最优化问题。两个文献均考虑信道和传输的自适应调度。参考文献［CuMB01］中提出一个有利于建设一类宽泛的调度算法的总体框架。它基于对一个一帧帧进行更新的矩阵的定义，该矩阵包括了每个数据包中的队列状态信息（长度、存在时间）以及信道状态信息（信道增益）。基于这一框架，该文章为依赖信道和负载适应性的 TDMA 和 CDMA 接入方案提出了一个新的调度算法。数字结果中，将其与更多经典的负载自适应算法进行对比表明就系统容量、延迟和包丢失而言，信道依赖算法可以达到更有效的资源利用。

参考文献［SaGV05］提出了通过合理考虑无线多媒体通信的关键方面，也就是环境的衰落（带有时间相关特性）和频率选择特性，来有效地解决 MC-CDMA 接口分配

方案的设计问题。该文献提出并评估了信道自适应分配算法的性能。假设调度算法被实施，它根据基站测得的信道状态重新考虑了在帧到帧基础上的所有决定。文献依据 QoS（吞吐量、中断、传输延迟等）和平均发射功率来衡量算法性能。信道状态由两个变量来描述：所有频谱组的最大平均信道增益和对比上一帧的数值增量。性能图将其与那些通过仅仅考虑传输方面来分配无线电资源的静态分配方案进行对比。图 8.8 显示了对带有线性纠错检测器（LDD）的传输组在一个 100 帧时隙内的不同分配方式：自适应调度的分配过程试图通过当至少一个频率组显示出一个高增益时进行分配来利用信道增益。

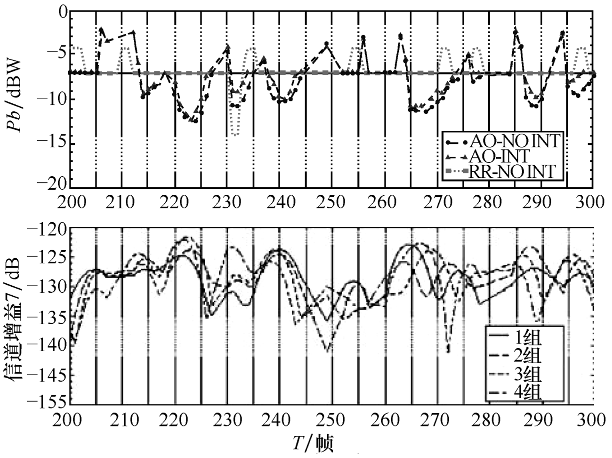


图 8.8　一个 LDD 负载在 100 帧时隙内的发射功率以及频率组增益的响应波动

在这两种方案中，信号延迟都起到了关键作用。公平性和 QoS 的支持都需要更进一步的研究。

8.3.2　MIMO 系统中联合链路和网络优化

近几年，为了通过有效的频谱利用来增加系统容量，MEA 技术在发送端和接收端的使用已开始了广泛的研究。

通过利用不同的天线并列发射不同的信号，可以通过利用一组接收天线（MIMO 方案）来在一个富含散射和多径干扰的环境下达到非常高的频谱效率。Telatar 和 Foschini 所著文献［Tela99］和［FoGa98］中表明，MIMO 信道有非常大的理论容量，这一容量可以通过合理利用发射和接入技术来达到。

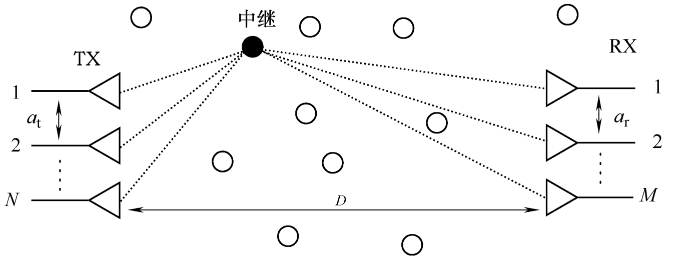
MIMO 理念的应用超越了仅含一个发射机和一个接收机终端的简单单一链路场景。这一理念也可以用于接收机和发射机由无线网络中的多个分布式合作终端或节点或中继器组成的场景：一组节点可以联合由多个分布式天线发射（或中继）一个 Ad hoc 网络或传感器网络中的单一用户信息。正如在 SDMA 蜂窝系统中的上行链路中，一组终端可以联合起来将多用户信息发射至单一接入点（见参考文献［MaMT03］）。在单一链路场景中和在多链路网络场景中，可以研究各种无线电资源优化问题。这一问题中包含的一

组参数或无线电资源取决于场景、接收端信道信息的可用性以及发射端反馈链路的可用性。因此，我们可以考虑功率分配、速率分配、时隙分配和天线选择。对于资源优化，考虑如下两个可能的方法：

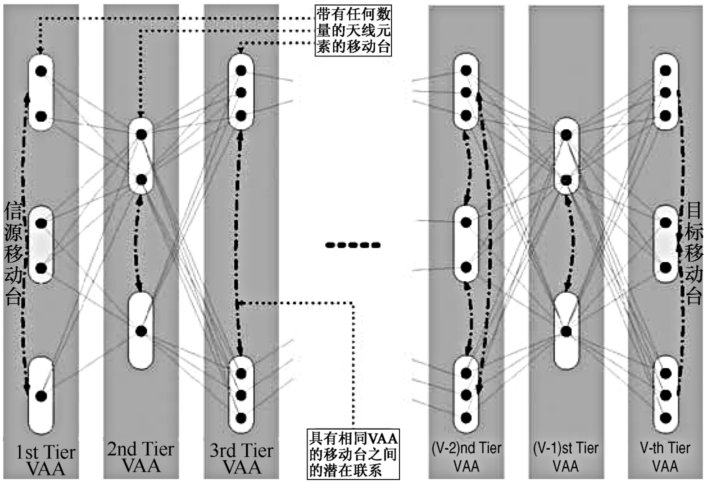
1）首先考虑的是信道互信息的最大化，这一参量给出了在理想信号、编码等条件下可达到的系统容量的预测值。

2）其次考虑的是在一个实际系统构建中，链路层或其上层协议的吞吐量的最大化。

第一种方法在参考文献［WiRa03］、［RaWi04］和［DoAg04］中给出。参考文献［WiRa03］和［RaWi04］研究了利用单一用户通信中秩亏MIMO信道（这些信道由于高空间衰落使得其容量不能随着天线数量线性增长）的联合中继节点获得的收益。这一相关场景在图8.9中给出，每个中继是一个简单的带有多天线的前向放大器。这里，为解决最优化问题，引入一个变量空间，其中包括源和中继传输的时隙分布以及每个中继节点天线的功率增益分配。参考文献［WiRa03］提出了可用链路时隙分布的3个协议。对于一个两时隙帧的3个选择为：源-中继，中继-节点（P1）；源-所有，中继-节点（P2）；源-所有，所有-节点（P3）。参考文献［WiRa03］也介绍了中继天线的静态



a）在信号源和接收端的天线分布



b)分布式MIMO多级通信网

图8.9　两跳中继网

功率分配：为每个节点选择两个功率值用于测量源-中继距离的公式中。图 8.10 对于无多径（一级信道）的基本情况给出的结果表明，该算法显著提高了系统容量和对时隙与功率分配策略的敏感性。

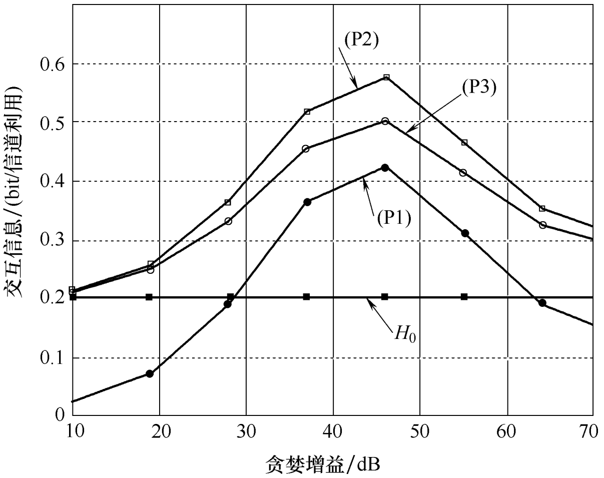


图 8.10　平均交互信息和贪婪增益 g_{th}，$\{N, M, R, P, \sigma_r^2, \sigma^2\} = \{3, 3, 80, 1, 10^{-5}, 10^{-5}\}$

参考文献［DoAg04］研究了分布式多跳 MIMO 系统可以达到的容量，其中，该 MIMO 系统中，每跳或每级中的两个或多个节点可以联合形成一个单一空间分布式 MIMO 节点。这一场景在图 8.9 中被描述出来。这一文献的目的是为一个包含即将分配给各个节点的部分带宽和发射功率的变量空间提供一个近似最优的解析解；因此，这也是一个新源分配问题。这里，将节点建模成一个再生中继（解码和转发）。在两级网络和三个不同链路环节增益中，这一优化方法的优势在图 8.11 中显示出来。该图也突出了近似

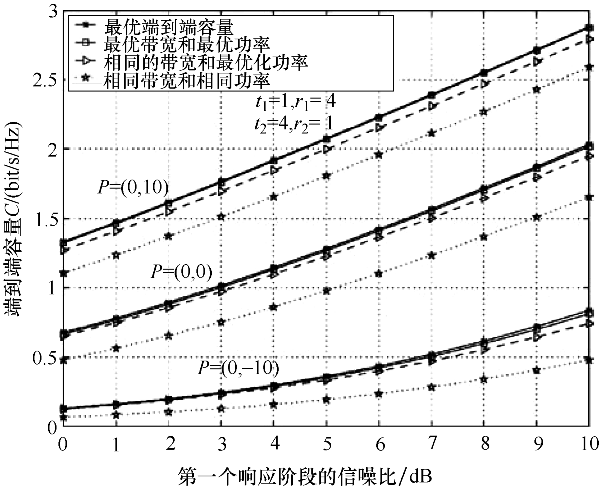


图 8.11　二级网络中，多种部分资源分配策略中已达成的端到端容量

最优解接近最优资源分配解。

参考文献［MiTZ02］、［MaMT03］和［MaVT04］中考虑到作为目标函数的数据协议的吞吐量，研究了不同 MIMO 场景中容量优化的第二种方法。这里，Go-back-N 方案用作包括转播和窗口机制的协议的理想模型。在参考文献［MiTZ02］中，应用方案为一个单一 MIMO 链路中，该链路带有在接收端可用的信道信息和允许发射天线选择与功率分配的发射端的有限反馈回路。接收机基于线性检测和强制性连续干扰抵消。该文献中给出了最优化问题中的最优解和次优解；前一种可以通过组合/数值算法计算得到，第二种可以通过组合/分析算法得到。研究表明，这一场景中最有效的资源分配机制是天线选择机制，它可以显著改善小信噪比。

参考文献［MaMT03］提出了多用户利用信号的空分复用（SDM）/时分复用（TDM）来与单一接入点进行通信。该最优化问题的变量空间包括 SDM/TDM 帧中的信道坐标、进行天线选择所需要的天线状态以及发射功率向量。文中提到的解决方法分为两步：第一步是一个贪婪信道分配（提出了各种不同类的算法并对其进行比较），第二步是参考文献［MiTZ02］中提到的天线选择和功率分配。研究结果表明，这一解决方案可以使系统吞吐量随系统中活动用户的数量线性增长，并在一个最大值达到饱和。其中，最大值指能够整除接收天线数量的单一用户容量。

多用户 MIMO 方案在参考文献［MaVT04］中拓展到一个多小区场景中，在这一场景中引入新的对干扰 MIMO 方案的最优化问题。在这一新场景中，最优化变量空间变得非常大，而如果我们能找到的话，最优解应该可以被一个也需要大量信号的集中控制器管理。但是，在 5.3.1 节中也针对分布控制网络提出了次优解，其中那些可以控制小区内干扰的技术起到了重要作用。在这些参考文献中，［MaVT04］考虑了使用信道复用、流媒体控制、空间复用信号最大数目的静态分配并研究了资源分配算法中干扰估计的好处。如图 8.12 所示，网络容量受存在干扰的影响严重；但是，利用干扰协方差矩阵估计和自适应流媒体限制的天线选择可以防止在增加所提供的负载以及考虑到通过频率复用的传统方法来提高性能时而造成的容量下降。

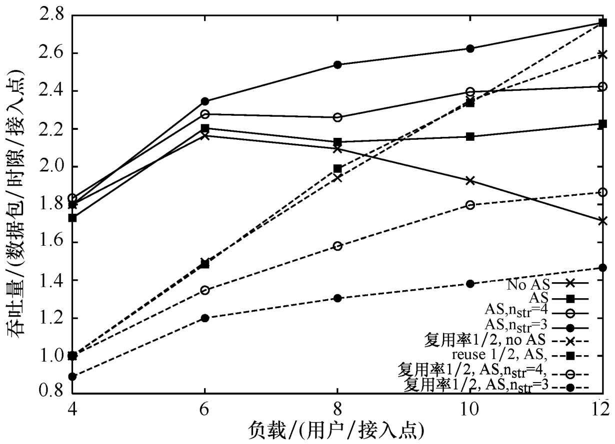


图 8.12　天线选择和流媒体控制

最后，值得一提的是，本章所述 MIMO 通信相关的一些概念，比如多径发射和网络节点之间的合作等，也适用于网络层，用以提高无线网络中的通信可靠性和吞吐量。参考文献［MiBG03］提到一个有趣的例子，提出编码路线多样性这样一个概念，它通过多种路径将网络层编码和传输结合起来。

8.4　无线网络中的性能评估方法

本节首先利用如下方法来拓展理论联系的结果：联系距离参量，单独考虑 COST 259 会议中提到的互相关通信节点和这些节点数，并将其应用于对数-正态分布阴影中的逆功率定理衰减到更普遍的情况，这一情况包含莱斯（和瑞利）衰减和在特殊情形下所谓的 Suzuki 分布式。接下来考虑了热点的影响，使用基站的移动台数和在活动设置窗口中的基站数的应用。下一节阐述了如何开发代表协议的马尔可夫链。最后，考虑到无线电资源管理和移动模型，给出了研究结果。

8.4.1　理论上的连通性结果

在这一节，假设移动台和基站随机均匀地分布在（无限）平面上，但是密度分别为 ρ_M 和 ρ_B。更准确地说，一个节点在一块区域 δA 中的可能性为 $\rho\delta A$（ρ 在适当的情况下等于 ρ_M 或 ρ_B），δA 为一阶量，而多于一个节点情况下的可能性则比 δA 高阶。参考文献［OrBa02b］和［OrBa03b］中列出了大多数情况下用分贝表示的距移动台的距离 R（随机）而造成的功率损失，即

$$L = k_0 + k_1 \ln R + S + T \tag{8.1}$$

其中，k_0 和 k_1 是常数，S 是阴影影响，为均值为 0 方差为 σ^2 的正态分布。$T = k_2 \ln (c + Z_1)^2 + Z_2^2/c^2 + 2$，其中 Z_1 和 Z_2 为均值为 0 方差为 1 的正态独立分布的随机变量，且 $c \geqslant 0$（事实上在所有情况下有 $k_2 = 10/\ln 10$，但是对于一个一般数值也是可以进行分析的）。引入常数 c 来简化标记，莱斯因子 K 等于 $10\lg(c/2)$。瑞利衰落相当于 $K = -\infty$（$c = 0$）；当 $K = \infty(c = \infty)$ 时，根本没有衰减。K 的有限值（c 为有限正值）会造成莱斯衰落。对数-正态阴影相当于 $\sigma > 0$，当 $\sigma = 0$ 时没有阴影衰落。对于没有阴影衰落（$\sigma = 0$）没有衰落（$K = \infty$）的特殊情况被认为是确定性情况，而没有阴影衰落（$\sigma = 0$）有瑞利衰落（$K = -\infty$）的特殊情况被看作瑞利情况，而没有阴影衰落（$\sigma = 0$）有莱斯衰落（K 无限）的特殊情况被看作莱斯情况。联合阴影衰落（$\sigma > 0$）和瑞利衰落（$K = -\infty$）的情况被看作 Suzuki 分布。联合阴影衰落（$\sigma > 0$）和莱斯衰落（$-\infty < K < \infty$）的情况是普遍情况，而其他均为特殊情况。

合理选择 k_1，算法可以容纳功率和距离之间的逆空间法则，或逆第四功率定理，或任何其他有名的功率定理，而这种在一些特殊距离中可以将一个功率与另一个功率进行转换的算法通过位于或超越该距离时 k_1 的不同值来确定。值得注意的是，为了简化数学分析，公式中使用自然对数底而不是以 10 为底的对数。

COST 259 会议中许多文献都考虑到了特殊情况 $T = 0$（或 $c = \infty$）。

1. 互相关通信节点之间的距离

移动台 M 和基站 B 在通信范围内的条件是从 M 到 B 的损耗不能超过一些特殊值 l_1，例如 $L \leqslant l_1$。从这里得到 R，S，Z_1 和 Z_2 的联合密度函数为

$$f_{RSZ_1Z_2(r,s,z_1,z_2)} = 2r\mathrm{e}^{-2(l_1-k_0-s-t)/k_1} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\mathrm{e}^{-s^2/(2\sigma^2)} \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\mathrm{e}^{-z_1^2/2} \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\mathrm{e}^{-z_2^2/2}$$

其中

$$-\infty < s,\ z_1,\ z_2 < \infty,\ 0 \leqslant r \leqslant \mathrm{e}^{(l_1-k_0-s-t)/k_1}$$

或者等价于

$$0 \leqslant r < \infty,\ -\infty < z_1,\ z_2 < \infty,\ -\infty < s \leqslant l_1 - k_0 - k_1 \ln r - t$$

用于推导的过程与在特殊情况下已经使用的推导过程相同，即在给出其他变量（在一个有限的圆内均匀分布）的情况下获得 R 的条件分布，然后利用其他变量的已知密度函数重新建立联合密度函数。

经过一些代数运算，得出 R 的密度函数

$$f_R(r) = 2K_0 r \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\mathrm{e}^{-z_1^2/2} \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\mathrm{e}^{-z_2^2/2} \Phi(a_0 - b_1 \ln r - t/\sigma)\,\mathrm{d}z_1\mathrm{d}z_2 \tag{8.2}$$

其中 $0 \leqslant r < \infty$，且 $K_0 = \mathrm{e}^{-(2/k_1)[l_1-k_0-\sigma^2/k_1]}$，$\Phi(x) = \int_{-\infty}^{x}(1/\sqrt{2\pi})\mathrm{e}^{-x^2/2}\mathrm{d}x$，且 $a_0 = [l_1 - k_0 - 2\sigma^2/k_1]/\sigma$，$b_1 = k_1/\sigma$，$t = k_2 \ln \dfrac{(c+z_1)^2 + z_2^2}{c^2+2}$。

这是基站和移动台可以互相通信的距离的密度函数，不考虑阴影衰落的影响。有许多种特殊情况：

1）莱斯情况在没有对数-正态分布阴影的情况下提出，因此 $S=0$。如此，R 的密度函数为

$$f_R(r) = 2K_0 r \iint_{-\infty < t \leqslant l_1 - k_0 - k_1 \ln r} \mathrm{e}^{2t/k_1} \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\mathrm{e}^{-z_1^2/2} \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\mathrm{e}^{-z_2^2/2}\mathrm{d}z_1\mathrm{d}z_2 \tag{8.3}$$

2）Suzuki 情况，即 $c=0$。这种情况下，积分即可以通过定义 $U=(Z_1^2+Z_2^2)/2$ 而简化，则

$$f_R(r) = 2K_0 r \int_0^{\infty} u^{2k_2/k_1}\mathrm{e}^{-u}\Phi(a_0 - b_1 \ln r - b_2 \ln u)\,\mathrm{d}u \tag{8.4}$$

其中 $0 \leqslant r < \infty$，且有 $b_2 = k_2/\sigma$，参考文献［OrBa02b］中早已直接给出结果。

3）在特殊情况 $\sigma = 0$ 时，即瑞利情况下，密度函数变为

$$f_R(r) = 2K_0 r \int_0^{(rK_0^{1/2})^{-k_1/k_2}} u^{2k_2/k_1}\mathrm{e}^{-u}\mathrm{d}u \tag{8.5}$$

其中 $0 \leqslant r < \infty$。

2. 通信节点个数

与 COST 259 会议中文献不同的是，可以接受给定移动台的基站数目的概率分布是可以获得的，方法是在一个移动台周围半径为 r 且损耗控制在 l_1 以内的 n 个基站定义一个概率的生成函数，并求解由此产生的偏微分方程。定义

$$F(a,b_1,b_2,c;r) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2\pi}\mathrm{e}^{-(z_1^2+z_2^2)/2}\Phi(a_0 - b_1\ln r - t/\sigma)\,\mathrm{d}z_1\mathrm{d}z_2 \tag{8.6}$$

令 $P(S+T\leqslant l_1 - k_0 - k_1 \ln r)$，则有

$$\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2\pi}\mathrm{e}^{-(z_1^2+z_2^2)/2}[r^2\Phi(a - b_1\ln r - t/\sigma) - \mathrm{e}^{\frac{2(a-t/\sigma)}{b_1}+\frac{2}{b_1^2}}\Phi(a - b_1\ln r - t/\sigma + 2/b_1)]\mathrm{d}z_1\mathrm{d}z_2 \tag{8.7}$$

式（8.7）将被定义为 $\Psi(a, b_1, b_2, c; r)$，为 $2rF(a, b_1, b_2, c; r)$ 的不定积分。因此，满足上述约束条件的通信基站的数量为均值为 $\pi\rho[\Psi(a, b_1, b_2, c; r) - \Psi(a, b_1, b_2, c; 0)]$ 的泊松分布。

当 r 趋近于正无穷时，$\Psi(a, b_1, b_2, c; r)$ 的极限为 0，因此，损耗控制在 l_1 以内的基站总数为均值如下的泊松分布：$-\pi\rho\Psi(a, b_1, b_2, c; 0)$。

在 Suzuki 情况（$c=0$）中，令 $2k_2/k_1<1$，则上式等于

$$\pi\rho\mathrm{e}^{2(\sigma^2/k_1-k_0)/k_1}\mathrm{e}^{2l_1/k_1}\Gamma(1-2k_2/k_1) \tag{8.8}$$

需要指出的是，在 $k_2=0$ 的情况下，当仅有对数-正态衰落存在，这一结果与已得到的特殊情况下的结果相符。并且这一结果也不能用于逆空间法则，因为在这种情况下，当 $2k_2/k_1=1$ 时，所需等式不能成立。

8.4.2　一些应用

1. 在热点中通信基站的数量

参考文献［OrBa03a］利用上述分析来解释在半径为 r 到 $r+\delta r$ 之间的圆环内，与移动台之间夹角为 $2\theta(r)$ 的通信基站数分布为均值如下的泊松分布：

$$\mu_{r,\,r+\delta r;\,\theta} = \theta(r)\rho[\Psi(a, b_1, b_2, c; r+\delta r) - \Psi(a, b_1, b_2, c; r)]\quad 0\leqslant\theta\leqslant\pi \tag{8.9}$$

式（8.9）也可以写作

$$\mu_{r,\,r+\delta r;\,\theta} = \theta(r)\rho\frac{\delta\Psi(a, b_1, b_2, c; r)}{\delta r}\delta r\quad 0\leqslant\theta\leqslant\pi \tag{8.10}$$

这一结果让我们考虑到一个指定区域，其中基站的密度在保持不变的情况下，不同于上述平面的其他区域。前一种密度可能会大一些（因为运营商在同一个区域响应递增的移动台传输量），于是这一区域被称为热点。因此，如果一个热点位于半径 r_1 和 r_2 的圆环中，其边界是半径为 r 的圆，用 $\theta(r)$ 表示（其中，对于一个凸区域来说，仅需边界可以用极坐标表示，因此 $2\theta(r)$ 是半径 r 上两个边界点之间的角距离），这样，热点内的通信基站数为均值如下的泊松分布：

$$\mu_{r_1,\,r_2;\,\theta(r)} = \int_{r_1}^{r_2}\theta(r)\rho\frac{\mathrm{d}\Psi(a, b_1, b_2, c; r)}{\mathrm{d}r}\mathrm{d}r \tag{8.11}$$

因为 $\Psi(a, b_1, b_2, c; r)$ 为 $2rF(a, b_1, b_2, c; r)$ 的不定积分，则有

$$\mu_{r_1,\,r_2;\,\theta(r)} = \int_{r_1}^{r_2}2\theta(r)\rho rF(a, b_1, b_2, c; r)\mathrm{d}r \tag{8.12}$$

这些方法可以应用于双斜率模型的情况（该情况中，衰减定律中的功率在某些指定距离内有所改变）。

2. 属于一个基站的移动台数目

假设移动台和基站都随机均匀分布在（无限的）平面上，但是有不同的密度，ρ_M 和 ρ_B。可以与给定移动台进行通信的基站数为一个均值为 μ_B 的泊松分布，而相同地，可以与给定基站进行通信的移动台数量为均值为 μ_M 的泊松分布。这些也可以在之前所述的任何一个损耗模型包括双斜率模型和带热点的模型中发现。在参考文献［OrBa02a］和［VOZB02］中指出，一个给定基站可以从给定移动台接收到最强信号基站的几率为 $1-e^{-\mu_B}/\mu_B$。这样，我们认为移动台属于这一基站。定义最后的概率为 p，这样可以看出，可以与给定基站，并且该基站为从其接收到最强信号的基站，进行通信的移动台数为均值为 $\mu_M p$ 的泊松分布。因为 μ_M 是可以与基站进行通信的移动台数的平均值，而 p 是基站为从与其进行通信的移动台中接收到最强信号的基站的概率，这是意料之中的结果。

这一结果应用于参考文献［OrZB02］和［VOZB02］中来估计一个被带有给定硬盘容量基站的网络服务的用户的阻塞率，换句话说，即可以被一个基站服务的用户数量的最大值。将接入一个基站建模成一个 Engsett 损耗系统，然后可以用 Engsett 公式来导出阻塞率。文中为蓝牙散射系统提供的数字结果和图表。

3. 在活动设置窗口中的基站数

这里，将移动台的活动设置定义为基站的设置，其中，可以与移动台进行通信的基站有额外的要求，即，接收到的信号强度在一个指定范围内（比如 u dB）为可接收到信号强度的最大值。这一范围被称为大小为 u 的活动设置窗口。利用带有对数-正态阴影的单斜率模型，通信基站的平均数为 $\mu_1 = ke^{2l_1/k_1}$，其中，$k=\pi\rho e^{2(\sigma^2/k_1-k_0)/k_1}$。令为在一个大小为 u 的活跃设置窗口中至少有 m 个基站的可能性。这构成了如下递推关系：

$$Q_{m+1} = (1-p)Q_m - (1-p)^m \mu_1^m e^{-\mu_1}/(m)! \quad m \geqslant 1 \tag{8.13}$$

其中 $Q_1 = 1-e^{-\mu_1}$，定义 $p = e^{-2u/k_1}$，则窗口中刚好有 m 个基站的可能性为

$$P_m = Q_m - Q_{m+1} \tag{8.14}$$

式（8.14）等于

$$pQ_m + (1-p)^m \mu_1^m e^{-\mu_1} \tag{8.15}$$

其中，$m \geqslant 1$。

因此这一概率仅仅取决于 p 和 μ_1。

特别地，当 $m=1$ 时

$$P_1 = p(1-e^{-\mu_1}) + (1-p)\mu_1 e^{-\mu_1} \tag{8.16}$$

当 μ_1 很大时，这一结果仅仅取决于 p，而因为 μ_1 为通信基站的平均数，这一结果很可能包含了具有实际用途的情况。

在参考文献［MOBB04］中发展了这一理论结果，其中将这一基于理论分析的统计与基于确定性模型的仿真结果进行对比，并找出了相当多的共同点。

8.4.3　协议的马尔可夫链模型

3 篇文献介绍了代表各种发射和传输状态的马尔可夫链，其中，这些状态可以被工作在 ALOHA（参考文献［OrBa04b］）或请求发送（RTS）/取消发送（CTS）（参考文献

[OrBa05]）协议的节点所占用。马尔可夫链表达式特别给出了一个占用任何状态时的稳态概率，因此为如何将协议吞吐量与传输水平相关提供了一种研究方法。这一分析建立在上述静态模型的基础上。在这之前，需要设计一组允许马尔可夫链代表的状态。ALOHA 方案是最简单的（或在任何速率下都是最小的）情形，我们将在下面说明它的过程。

为了设定一个马尔可夫链，时间被分为离散的时隙，时隙的长度为已知数据包的长度。通过在任何给定的时隙内设定一个固定的结束概率来处理不同长度的数据包：这等效为时隙内数据包长度或地理数据长度的指数分布。假设节点占据一个在一个时隙长度内开始该时隙的状态，并在时隙结束时发送到另一不同的状态。在 ALOHA 协议中，一组中的 5 个状态：标签 IDLE、等待 DATA、发送 DATA、等待 ACK、发送 ACK 是众所周知的。需要注意的是 DATA 是一个单一时隙内一部分发送数据包的缩写，而 ACK 指的是数据已发送的确认信息，这一信息占据一个时隙。

下一部分介绍了注定状态的含义，而这确实需要一些解释。比如说，考虑一个已完成数据包发送并因此需要或至少想要接收到一个确认信息的节点。如果确认信息没有收到，存在两个原因：一是由于接收节点没有成功接收数据包的部分或所有信息而导致这一确认信息没有发出，另一个原因是确认信息已经发出，但是它受到了干扰。因此，对于未收到的可能性计算涉及在数据传输过程中一些未确定点的回溯考虑，这违反了马尔可夫要求。对于注定状态概念的介绍消除了这种不确定性。例如，如果在任何时隙中，数据接收受到一个确认信息的影响，这样，发送者就会从“发送 DATA”状态转换到“发送注定的 DATA”状态，而接收者将会由“等待 DATA”状态转换到“等待注定的 DATA”状态。这一发送过程完成后，发送者则从“发送 DATA”状态转移到“等待 ACK”状态（在这种情况下，确认信息被发送，但是可能受到干扰），或从“发送注定的 DATA”状态转换成“等待注定的 ACK”状态（这里没有确认信息发送）。两种情况均无必要为计算传输可能性进行任何回溯性调查。如果这一干扰是由数据包引发的，那么该注定状态就被称为“等待注定的 DATA/INT”，区分这些状态的依据是当前干扰会持续到下个时隙，直到被干扰的数据包发送完成，发送完成时接收节点进入“等待注定的 DATA”状态，在该状态中即使没有干扰存在信息也会折中接收。而区分状态是必要的，是因为发送干扰的存在会影响到转换概率。因此，存在 4 种注定状态：等待注定 DATA，等待注定 DATA/INT，发送注定 DATA，等待注定 ACK。

最后，还有一种 Backoff 状态，这一状态是在接收确认信息失败后进入。类似于数据包长度，这一状态的长度是一个指数分布，因此在任意给定时隙内均有固定的结束概率。

这里保留后备（backlogged）状态的概率，并且如果必要的话，是双重甚至三重后备的概率。

我们认为不同状态之间的转换概率可能由两个主要组成部分决定。第一部分包括定义系统的不同参数值；数据和确认信息的到达速率，平均数据包长度，节点密度；第二部分也就是所谓的配置概率，它代表了节点包括发送、接收和任何潜在干扰源的概率；这些概率在地理上通过相应的转换相互关联。在 8.4.1 节中给出了统计分析，这一分析

使我们能够给出如下情况的概率：如一个接收机在发射机范围内，同时离潜在干扰源足够远以致可以避免干扰。这一概率通过对表示对数-正态阴影的正态变量和与节点之间距离的多元积分进行计算。

因此，正式给出状态之间的转换概率是可能的。从后备状态转出的转换概率非常接近从相应的非后备状态转换出的转换概率。因此，后备状态中引入的唯一复杂之处在于转换概率矩阵尺寸的增大，但值得庆幸的是，目前为止这一矩阵尺寸仍然很小，易于管理。从另一方面说，不幸的是，目前为止配置概率中包含积分限制了数值分析估计，当前的结果仍然是倾向于理论而非实践。

对于载波侦听多路访问（CSMA）和 RTS/CTS 协议方法的扩展需要更多的状态数而非新的理论。

8.4.4 无线电资源管理和移动模型

参考文献［BLZZ03］中研究了无线电资源管理中经济参数的影响。其中，提出了一种由有效性和代价来衡量的用户满意度模型，并且调查了无线电资源分配和提供商收入之间的关系。已发布的经济模型包括在无线电资源分配方案中，并且通过分析该模型得到的数字研究结果表明，网络管理对于经济方案影响显著。

最后，参考文献［DiBQ04］和［DiOe04］将一个已存在的移动模型扩展成城市、郊区和农村环境下的车载终端，以此引入一种方法来支持无论有无交通灯的情况下车辆在十字路口停留的问题。仿真分析为停留时间以及特别是乡村与非乡村环境下有着明显差别的速率转换提供了真实可信的数值。

8.5 服务和传输模型

服务特性和传输模型构成了理解用户对移动和无线通信系统需求的重要步骤。它们在规划工具以及静态和动态仿真中起到重要作用，为满足用户需求而有效开发资源提供了研究方法。本节对以上几点做出了进一步解释。

8.5.1 移动服务

无线通信系统发展起来并得到了巨大的发展。用户表明，忽略使用中所重视的系统，更多新型服务的应用有效地满足了它们对通信的要求。依照这样一种观点，当今种类繁多的系统已投入使用，而许多其他的待开发的系统预计在不久的将来也将开发应用。它们是为这一具体问题做出的合理解决方案。WLAN 在热点区域（例如 IEEE 802.11x）、兼容会话和一些多媒体服务大容量蜂窝系统（如 GSM 和 UMTS）、包含行星覆盖业务的卫星系统（如全球星）提供了很高的数据传输速率，并通过很高的下行数据传输速率进行广播（如 DVB-x）。它们共同的目标是为移动用户提供多元化服务。

在 4G 的概念中进一步强调这一目标。传统系统与新型系统都包括指向一个基于 IP 的公共核心网络中的访问接口。服务将会通过核心 IP 网络提供，并未与其他特殊系统相联系。服务将会被用于通过多系统终端终止用户，以一种透明的方式确保用户在一个

给定服务中选择最优系统（最优系统通过代价或性能来决定）。

当今多数人认为比起仅有一种服务，比如将无线通信市场化的 killer 服务，他们宁愿有一系列的服务。在参考文献［FeCo03］中提出了一个包含 8 种服务的所谓的 killer cocktail。其具体特性如图 8.13 所示。其中包含的 8 种服务为语音电话、视频通话、流媒体（MM）、万维网（WWW）、基于位置的服务、文件下载、E-mail 和多媒体信息服务（MMS）。这一组服务包含了足够多的服务类型，既满足了移动用户可以预见的多样性需求，也可以在仿真中转化成系统可以承受的各种传输类型。

在 B3G 时代，系统能够根据不同的容量和需求支持新的应用。一个例子是对增强型（E-UMTS）所支持服务的回顾，参考文献［FeVe04］中提出了一种提供比 2Mbit/s 更高的速率的 UMTS 技术的进化步骤。考虑了近 30 种服务，并将其分为声音、高互动性多媒体、窄-、宽-和宽带类别。它们都是可以存在于 E-UMTS 中混合型应用的实例。将每一组中最相关的应用挑选出来列出，以降低仿真工作的负担：语音、视频电话、多媒体网页浏览、多媒体即时信息、旅行助手、高清（HD）视频电话，WLAN 互联。可以看出，这一集合与图 8.13 中所示的集合非常相似。

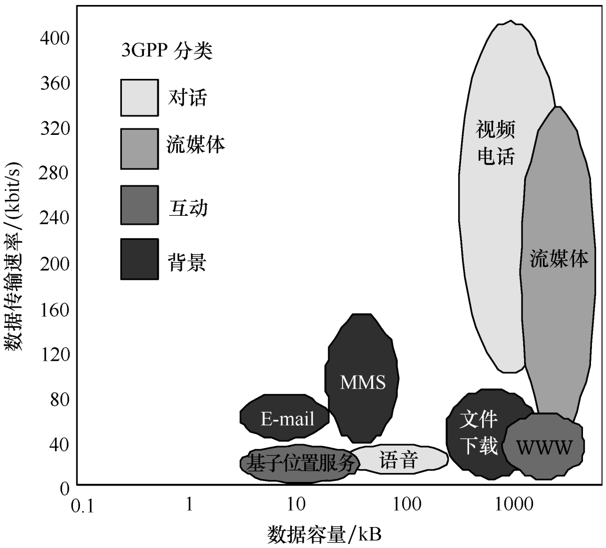


图 8.13　3GPP 服务分类中的 killer cocktail 服务，以及其两个不同的特性：传输速率范围和下行链路成交量（从参考文献［FeCo03］中扩展）

为了更好地分析和描述一整套服务的特点，从不同角度对服务的分类提出了不同的观点：ITU-T（见参考文献［ITU-93］），ETSI（见参考文献［ETSI98a］），UMTS 论坛（见参考文献［Foru98］）和 3GPP（见参考文献［3GPP99］）。目前，3GPP 提出的分类应用最广，它根据服务的特征和性能需求将服务分成以下几类：

1）对话：对称和实时对话型服务。

2）流媒体：低延迟抖动的实时以及几乎单向的数据流服务，可以处理成为一个稳定的连续流媒体。

3）交互：请求-应答方式服务，高不对称性。

4）背景：非实时的非对称性服务，其目标对递送时间不敏感。

8.5.2　业务源模型

在对移动通信系统的仿真研究中，对于服务行为的合理仿真是非常必要的。服务业务源建模的中心思想是建立能够捕捉服务行为中的重要统计特性的模型，在建模过程中，建模的目的也要列入考虑范围。正如在 8.5.1 节中的例子，存在两种仿真方法：静态和动态仿真。在静态仿真中（已使用，如在蜂窝规划研究中），服务数据量的特性可能在用户快照的建设中非常必要。从另一方面来说，在进行动态仿真时（比如，为了衡量无线电资源管理的功能或评估具体的 QoS 参数），需要具体的业务源模型来仿真每个服务的动态行为：当一个服务可能生成一个连续业务流时，另一个服务会产生数据包的零星突发。

在关于各种服务的文献资料中可以找到大量的源模型。尽管如此，一个服务的统计特性最好由某些特定的模型组成。事实上，许多存在的模型都是基于有限的约束，其他的均不适用于该系统或技术的仿真。在参考文献［SeCo03］、［AgCo04］、［VePa04］和［MGFC04］中提到了重要的业务源模型在特定服务中的概述。特别地，在 8.5.1 节提到了在参考文献［MGFC04］中指出，业务源模型采用了 COST 273 会议中的 MORANS 倡议。以下提到并简单叙述了对于典型服务来说最重要最有用的业务源模型的选择。本书的主要目的是对现有最重要的模型的概述，包括引用对每个模型的一个完整全面的介绍。必须要指出的是，一些服务有多于一个的相关源模型，它们中的每一个都适用于某些系统或技术的特征。

语音电话服务可能基于对如下的技术的考虑，被描述为几个业务源模型：

1）考虑一个为语音呼叫业务建立电路交换（CS）链接的系统，系统仿真多采用两状态活跃-不活跃（ON-OFF）马尔可夫模型（见参考文献［Yaco93］），其周期被建模成指数分布变量。这是最合适最简单的模型。

2）在一个 CDMA 系统中，利用四态马尔可夫测量模型，很好地捕捉了自适应多速率（AMR）语音编码器的影响，压缩设备以及空中接口的特性（见参考文献［VaRF99］）。周期被建模为一个 Weibull 分布的变量。在每个状态下，每 10ms 生成一个特定大小的数据包，然后以一定的概率选择新的状态。

3）在网络电话（VoIP）连接的情况下，周期被建模为指数分布变量的两状态 ON-OFF 马尔可夫模型是最适合的。数据包大小由语音编解码器和数据包速率决定。

对于视频电话服务，一个很好的参考文献是 3GPP（见参考文献［3GPP01］），这篇文献指定了 ITU-T H.261 或 H.263 视频编码在下一代视频信号中的应用，该视频编码支持允许低传输速率视频条件下的高效压缩。3GPP 同时指出，对于相关语音信号，终端可以（强制性）支持 AMR 语音编码（见参考文献［3GPP01］）（如前面所述，可以建模为四态马尔可夫模型）。根据利用可变传输速率（VBR）或恒定传输速率（CBR）通信，结果分成两个可能的模型：

1）伽马贝塔自回归（GBAR）源模型（见参考文献［Heym97］）基于两个统计特

性，这两个统计特性可以从 H. 261 和 H. 263 可变传输速率传输中观察得到（见参考文献［LáGD00］）：其边缘分布依据伽马分布，而自相关函数是几何分布。这一模型提出了一个依据这两个统计特性的一阶自回归过程。

2）在参考文献［NyJO01］中提出了一个模拟具有恒定帧速率和指定目标传输速率的 H. 263 编解码器的模型。假设所考虑的目标传输速率适合于移动访问（比如 32kbit/s）如 GSM/EDGE 无线接入网（GERAN）和 UTRAN 等场景中。则所述模型基于一个简单的仅含很少参数的线性函数。模型在某个特定速率下生成视频帧。编码后，视频帧的大小取决于所连接数据的目标传输速率。模型中的参数由状态决定，而状态由马尔可夫链控制。

考虑到视频流服务，3GPP 指出了 MPEG-4 和 H. 263 编解码器在 UMTS 中的应用（见参考文献［3GPP02b］）。对于相关音频信号，3GPP 提出了 AMR 窄带语音编解码器的强制性使用（见参考文献［3GPP02b］）。我们确定了如下两类模型：

1）在文献［FrNg00］中，提出了一种具有 GBAR 特性的 MPEG 视频源模型，该模型基于真实 MPEG-4 的跟踪统计，明确阐述了图片组（GOP）循环的存在。

2）文献［LáGD00］提出了一个借助于小波的新方法。事实上，任何类型的视频源，比如 MPEG-4，都可以在多级分辨率中，通过利用小波变换系数来获取分析的数据的统计特性来进行分析。这样，就可以通过小波逆变换从所得系数中获取一个视频队列。

对于万维网服务，有如下模型以供选择：

1）3GPP 采用的模型（见参考文献［ETSI98a］）在一段会话内考虑到一个分组呼叫队列。用户在请求信息实体时启动了一个分组呼叫。在一个分组呼叫中，可能产生许多数据包，这些数据包构成一个数据包突发队列。每段会话中分组呼叫的数目、分组呼叫之间的读取时间和一个分组呼叫中的数据包个数都是几何分布随机变量。数据包之间的间隔时间（一个分组呼叫周期内）为逆高斯分布，而数据包的大小为 Pareto 分布。

2）在局域网（见参考文献［LTWW94］）和广域网（见参考文献［PaFl95］）中进行的许多研究表明，基于对从经验传输跟踪中观察得到的自相似特性的考虑，万维网传输数据不应该被描述成一个泊松过程。特别地，这些研究指出，传输负载的增加会增加万维网传输的突发性，而指数传输过程相对平稳，正如参考文献［ETSI98a］中指出。此外，这些经验跟踪的统计特性显示出一个长相关，而这不在指数模型的考虑范围中。参考文献［BaCr98］中提出的模型显示了自相似特性。一段会话开始于提交一个用户请求的统一资源定位符（URL）。当与该统一资源定位符相关的所有请求完成后，在开始其他请求之前用户将会花费一些时间来读取这些信息。这些信息请求的发送对应于 ON-活跃时间，而用户的“思考时间”对应于 OFF-非活跃时间。一个 URL 请求包括许多在不同 TCP 连接（超文本传输协议（HTTP）1.0）中传送的文件。关闭一个 TCP 连接与开启下一个 TCP 连接以传输同一页中下一个目标之间的时间间隔被称为 OFF-活跃时间。

对于 E-mail 和文件下载，下面列出了一个简单的传输源模型：E-mail 服务被建模成一个两态 ON-OFF 马尔可夫模型（见参考文献［KlLL01］），周期为指数分布变量；

分组呼叫之间的间隔时间是 Pareto 分布。对于文件下载，存在一个会话内的简单分组呼叫。在每个 ON 时期内，数据包到达过程可以被数据包间隔时间（对数-正态分布变量）和相应的数据包大小（有 4 种大小，每一种都有一个特定的概率）所完全描述。

参考文献［FeVe04］中介绍了建模服务行为的一个折中的方法（在简化和假定条件下）。它包括利用一个两态 ON-OFF 马尔可夫模型对任何服务中一个呼叫/会话过程的活动建模，定义了每个时期的平均持续时间以及足够的统计分布和活跃时期相应的文件大小，如表 8.11 中所示。需要注意的是，视频电话服务不能显示非活跃状态，因此 ON 状态等于呼叫持续时间，而 OFF 状态等于 0。

表 8.11　服务活跃参数（见参考文献［FeVe04］）

服　　务	活跃状态（ON）				非活跃状态（OFF）	
	平均持续时间/min	平均持续时间/s	大小	分布	平均持续时间/s	分布
语音	3	1.4	2.1	指数	1.7	指数
视频电话	3	180.0	—	—	0.0	—
多媒体网页浏览	15	5.0	240.0	Pareto	13.0	Pareto
移动多媒体（MM）即时消息	15	5.0	640.0	Weibull	90.0	Pareto
传输助手	20	60.0	11520.0	Weibull	14.0	Pareto
高清（HD）视频电话	30	1800.0	—	—	0.0	—
无线局域网 WLAN 互联	60	5.0	7988.0	Weibull	1.0	Pareto

8.5.3　空间传输需求估计

用户服务需求的估计是一个策略问题，因为它直接关系到网络支持的容量。同时，这不是一个简单的问题，因为对于紧急服务来说，没有真实数据来建立传输需求。每个服务的使用强度可以通过服务会话到达速率来描述，这一到达速率可以看作一个泊松过程（见参考文献［Yaco93］）。描述这一分布的平均值是一个典型的忙时呼叫尝试（BHCA）。每个用户或某个待研究区域都可以有一个服务忙时呼叫尝试（BHCA）值。

在参考文献［FeVe04］中，每个小区中的 BHCA 值估计被用于 8 个不同的 E-UMTS 部署场景：商业城中心（BCC）、城市住宅、主要道路、火车、商业区、办公室、工厂和家庭。表 8.12 中给出了一个情境子集中每个部署场景的服务普及率和使用率。

表 8.12　在每个仿真部署场景中服务的使用率（参考文献［FeVe04］）

服务的使用率（%）	办公室	BCC	车内
语音	25.0	27.0	42.0
视频电话	15.0	16.0	16.0
多媒体网页浏览	20.0	26.0	18.5
多媒体即时信息	25.0	0.0	0.0

（续）

服务的使用率（%）	办公室	BCC	车内
传输助手	0.0	0.0	23.5
高清视频电话	0.0	31.0	0.0
WLAN 互联	15.0	0.0	0.0

在办公室、BCC 和车内场景下（分别为 0.150，0.031 和 0.012 个用户/m^2），人口密度也需要被考虑进去。这些数值的估计来源于对许多研究的推断和修改，这些研究包括宽-、窄-和宽带在固定网络（见参考文献［OZSI96］，［StMu95］）、无线网（见参考文献［ETSI98a］）和移动通信，如 UMTS 论坛（见参考文献［Foru98］）和 RACE-移动宽带系统-RACE 项目（MBS）（见参文献［RoSc94］）中的应用。每一项服务都要获取 BHCA 值，其代表着一个小区所涵盖的所有用户呼叫尝试总数。BHCA 值由潜在用户数目和会话中由每个用户和部署场景描述的每个用户的到达速率决定。

参考文献［FeCo03］中介绍了另一种方法，其中在一个地理区域中一组服务的使用率用地理信息系统（GIS）工具来估计。它结合了地理、人口、市场分割的概念，以及服务使用率概况。完整的过程在图 8.14 中给出。首先，服务中 killer cocktail 的使用率，如图 8.13 中所示，其特点为商业和消费客户群。使用率则是由每月平均呼叫数及其忙时的估计频率来决定，从参考文献［Foru03］中改进得到。平均服务时间间隔和数据传输速率值也取决于客户群。其次，我们计算了每一部分用户的实际空间分布。对于地理区域的每个单元（假设 $20 \times 20m^2$ 像素），用户数基于如下考虑进行计算：区域中该单元的估计人数；每一部分的用户普及率和运营商的市场份额；运营环境（如农村和商业区）和相关的客户群份额（企业和消费用户在特定运营环境下的百分比）。

通过结合这两种成分，可以为每种服务和用户类型计算传输需求图。对于每个像素，它们不仅提供 BHCA 和活跃用户的平均值，而且还提供了上行链路和下行链路在结合每个链路中平均服务传输量时提供的数据传输情况。参考文献［FCXV03］是在 IST-MOMENTUM 项目（见参考文献［MOME03］）中研究开发的。传输场景是为许多欧洲城市建立；特别是为里斯本、柏林和海牙建立的场景都是公用的并且可以用于 MOMENTUM 站点的 XML 格式。这 3 个场景包含在 MORAN 倡议中的相关场景中（见参考文献［MuRV04］，［MORA02］），正如 8.5.1 节所述。规划工具以及静态和动态仿真器可以很容易地使用这些传输场景来探讨如何有效发掘资源，以满足用户的需求。

在参考文献［VaRF99］中提出了一种传输估计模型，其中其他人口特征参数，如薪水、年龄和教育程度也列入考虑范围内。这些参数乘以它们各自的渗透度来生成每个区域中用户和服务的非均匀传输分布。对于这些传输分布，一种应用是给出了小区半径的估计，用以估计传输环境。我们得出如下结论：尽管这一应用基于一个静态方法但是由于干扰最大，人口密度越大，小区半径越小。

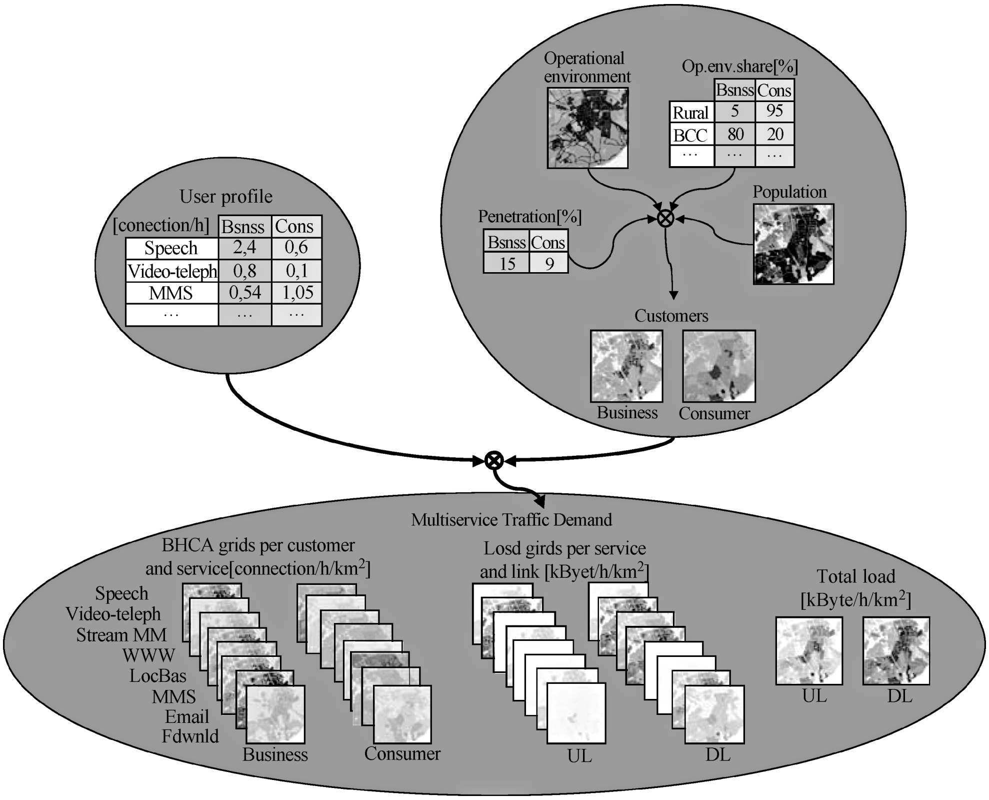


图 8.14　多服务传输需求场景结构下的一般程序（例如里斯本的城市中心）（由参考文献［FCXV03］修改得到）

8.5.4　时间传输需求预测

移动通信网的性能对于传入流量非常敏感，因此，传输情况的预测知识是非常有用的。如果观察一个小区内的传输负载，传输的周期性非常明显，如图 8.15 所示，允许通过对传输队列的自相关系数的检测来进行预测（见参考文献［ShBr88］）。自相关函数表明每个传输样本与其相邻样本之间的线性相关性的存在性。特别地，时间后移一周，自相关函数达到一个峰值。提出了两种算法用以提供一个传入流量的事先估计。参考文献［CFAP01］中提出了一个线性算法，利用一切已知传输负载 $t(n)$ 的线性组合来估计现有未知的传输负载，考虑时间后移一周（168h）时的高自相关函数

$$\hat{t}(n) = \sum_{i=1}^{l} a_i \cdot t(n-i) + \sum_{i=-p}^{p} b_i \cdot t(n-168-i) \tag{8.17}$$

式中，n 为当前样本；l 为所考虑到的先前样本数，p 为上一周同一时间范围内时间间隔的半长。

为求得最优的 a_i 和 b_i 值，需要借助于在时间 $m<n$ 时的已知传输负载 t（m），并求解一个线性系统。参考文献［MFVC02］中提出的非线性算法通过将一个非线性方程纳

入输出线性预测器中来拓展这些预测。在图 8.15 中，给出了 1h 后一个小区内传输时间间隔测量的预测。

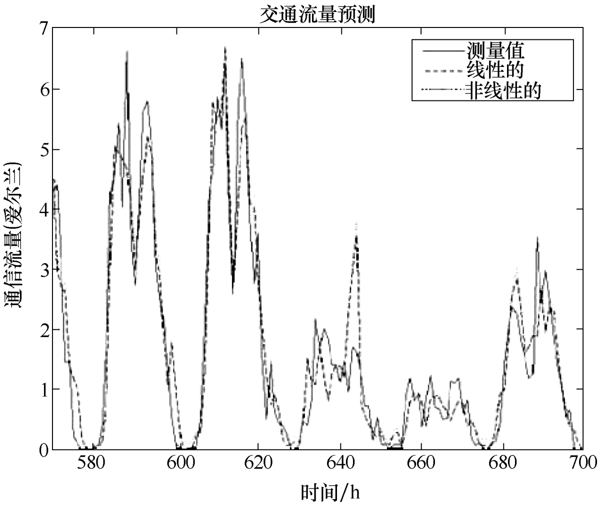


图 8.15　一个小区内几天中流量的变化情况，以及提前 1h 获得的交通流量预测（由参考文献［MFVC02］修改得到）

两种算法都可以很好地预测短时间内的情况，并在一个真实网络中成功地提供对传输情况的预测。特别地，非线性程序可以减少预测错误，而且当进行更多更长时间的预测时，这一优势变得非常明显。这一程序理论简单，易于实现。通过使系统参数适应预期中未来的网络状况可以明显地提高系统性能。

在参考文献［FMFC05］中，作者经检查发现，需要数据连接服务的 GPRS 用户数在他们的行为可以统计得出时，也是可预测的。预测器基于人造神经网络算法，其中使用了一种被称为有 FIR-MLP（有限脉冲响应-多层感知）的前馈网络。这一网络由许多层计算节点（神经元）组成，这些节点的突触系数被 FIR 滤波器所取代。这些滤波器在网络中加入记忆并能支持一个更为复杂的非线性模型。而该网络学习算法被称为时变反传算法，其中包括允许引入 FIR 滤波器的著名反传算法的扩展。

所提到的结构包括一个带有两个输入端的神经元，一个输入端对应于前 1h 的信息，另一个对应于前一周的信息。这一神经网络所选择的复杂程度为两个神经元。通过使用所谓改进的 Delta-Bar-Delta 算法可以实现学习参数的动态自适应。因此，在每次迭代中，神经网络速度都可以迅速地调整，而网络存储适合每次迭代。这两处优势使得该网络能够在网络学习算法中高计算负荷成本的情况下正确地适应所有用户的分布。

图 8.16 显示了神经预测器的性能与每个小区内实际传输（用户数）的发展和预测的对比。随着时间推移，两个阶段逐渐分开。最初，预测器需要花费大约 200h 来使自己适应具体的数据集，然后逐渐地，它可以很好地跟踪传输情况的变化。预测器工具的开发还需要大量的后期工作，以期能够更好地适应传输的其他方面，如上行链路和下行链路的传输负载（kilobits）。

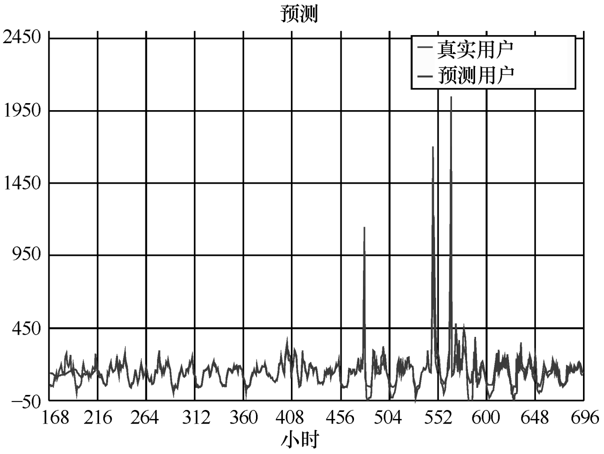


图 8.16　神经网络输出（耦合的时间为 200h 和 220h 之间）
（从参考文献［MFVC02］中修改得到）

8.6　无线局域网

无线局域网在无线网络方面的大量结果已在 COST 273 会议中被提出。互连结果中的一个主要问题是 2 型 HIPERLAN（H2）网络中的线路放大器（LA）和发射功率控制（TPC）（见参考文献［Radi01］，［Radi02］，［RaJo03］，［Radi04］，［RaJo05］）。

以无线电方面为主，并主要叙述这一部分内容的其他参考文献有［ChEs03］和［FiBa04］。而参考文献［NaCB03］和［WSWH04］的主要内容为其他方面，因此，本节只是简要叙述这两篇文献中有关无线网络中的部分。

1. 2 型 HIPERLAN 网络中的链路自适应和发射功率控制

相对于带有更多突发性过渡的语音网络，无线数据网的构建往往基于在良好和不良状态之间的温和过渡（见参考文献［RaJo05］）。这一平滑的过渡方程代表了用户无线接入的效用，或我们在将来所说的有效性。这一部分会尽最大的努力服务于网络用户，因为众所周知，用户必须接受它所获得的服务质量，因此不会明显地存在单一性能指标。

考虑的第一种有效性指标是吞吐量，参考文献［Radi01］，［Radi02］和［RaJo05］均研究了 H2 网络吞吐量。第二种方法是能量效率和相应的最优化方案，如参考文献［RaJo03］所述。参考文献［RaJo04］给出了这两种方案的额外研究结果。

实例 H2 系统是一个集中化系统，其中接入点（AP）负责管理所有资源。在集中化模式中的通信仅发生在 AP 和移动台（MT）之间。在每次连接中移动台根据它们的缓冲状态在上行链路中请求一个发射机会。而 AP 根据自己本身的缓冲状态在下行链路中分配发射机会。H2 的标准支持 LA，例如，在物理层使用不同的初始发射速率的能力（也称为 PHY 模式，PM），其中，高速率适用于良好的信道状态而低速率适用于不良信道状态。它也支持 TPC，其中，AP 广播它的发射功率 $P_{t,\mathrm{AP}}$ 和它的期望接收功率 $P_{e,\mathrm{AP}}$。

这样，MT 可以通过接收到的信号计算路径损耗 PLOS，并调整它的发射功率使得 AP 处的接收功率 $P_{r,\mathrm{AP}}$等于 $P_{e,\mathrm{AP}}$。有关 H2 和它的 LA、TPC 方案以及调度算法在所有研究的更多的信息在参考文献［Radi04］、［RaJo05］和［KMST00］中给出。

所有的研究都是基于参考文献［KJMST00］中的 PER 曲线。根据 ARQ 协议和每 PM 中的原始数据速率 R_{PM}，（1-PER）可以解释为帧成功率，而自动请求重发（ARQ）以后的吞吐量为 $T_{\mathrm{PM}} = R_{\mathrm{PM}} \cdot (1-\mathrm{PER})$。以 R_{PM}为参量的吞吐量曲线如图 8.17 所示。需要注意的是，在给定一个信干噪比（SINR）数值的情况下，经常存在一个带有最大吞吐量的 PHY 模式。这一成果可以在将来用于吞吐量的研究中。

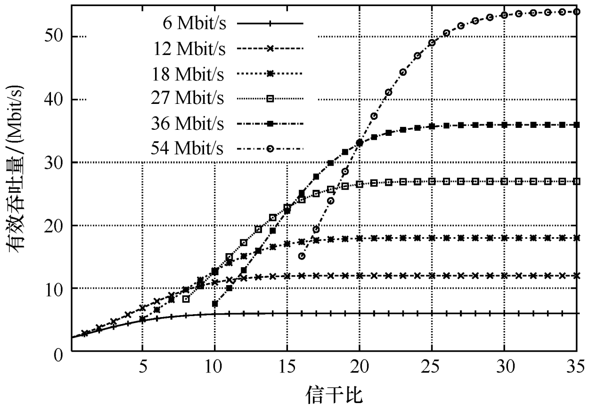


图 8.17　以 R_{PM}为参量的理论可以达到的有效吞吐量

在蜂窝网中，小区内的干扰是不可避免的。给定 LA 和 TPC 的法则，H2 系统中的接入点就可以通过增加发射功率，允许高数据传输速率的使用来增加其小区内的数据吞吐量。但是，这一方法也会增加其他小区的小区内干扰，反过来说，这样可能会促使其他小区增加发射功率来提高它们的负载干扰比（C/I）。考虑到不同干扰类型的 H2 无线电干扰的一些基础性能在参考文献［Radi01］中被分析。基于文献中 H2 系统的 PER 曲线形成过程，研究了在短期内利用高功率发射相同数量的数据还是利用最低可能发射功率慢慢发射数据的问题。研究结果表明，考虑到干扰小区内自动请求重发后的数据吞吐量，利用越低的发射功率发射时间越长越好。

这一初始化结果被参考文献［Radi02］采用。H2 是基于同等时间间隔下的 MAC 帧。所以如果发射速率高于所需速率，就会有备用资源，这些备用资源由超过某个大小的 MAC 帧中未使用的部分表示。根据参考文献［Radi01］中的结果，将发射功率降低到最小是可取的。图 8.17 中吞吐量随着 SINR 单调递增，并且假设干扰连续，SINR 与发射功率成正比。因此，为了将发射功率降至最小，参考文献［Radi02］中提出了一种算法，分析了 MAC 帧中未使用的部分，并且逐渐降低发射功率，直到未使用的部分变得足够小。如果未使用的部分非常小而缓冲状态增加，发射功率也会随之增加，直到缓冲状态足够短且未使用部分仍然很小。

经研究，这一方案的实现结果令人满意，除非系统中有很高的负载。但是该方案并

没有考虑小区内干扰，因为方案中假设吞吐量随着发射功率单调递增，如图 8.17 所示，这种情况仅适合于连续干扰。如果相邻无线小区也调整它们的干扰，这一假设就不复存在。因此，所有的后续研究仅建立于一个简单的蜂窝网场景下。

本节中的一个有趣的问题是，最大的网络吞吐量是否是在最大的发射功率条件下达到的呢？参考文献［RaJo05］中设计了一个模型来回答这一问题。针对这一目的，为蜂窝 H2 网络设计了两个模型：

1）用于计算基于 H2 的常规蜂窝网吞吐量的话务流量模型。这一模型考虑了所提的调度算法并利用 TPC 参数的固定值，例如 $P_{t,\mathrm{AP}}$和 $P_{e,\mathrm{AP}}$。它仅仅考虑了取决于接收端 SINR 的线路放大器（LA）。这一模型从几何角度来说是基于对接收端 SINR 的 PDF 的计算，并利用图 8.17 的吞吐量曲线来计算吞吐量的预期值。该文章分别提出了单一无线小区、两干扰小区和常规网络的模型。

2）H2 的仿真模型，其中包括物理模型、MAC 和 ARQ 协议、汇聚层以及与解析模型中相同的调度算法实现。移动台在在一个圆形区域移动，相当于在接入点周围分布，生成的数据包在 AP 和 MTs 之间双向传输。

解析模型是为高负载情况设计的，仿真模型中的参数已做出相应的调整。两个模型中得到的结果吻合得很好，这表明，所给出的调度算法中，网络吞吐量的最大值不是在最大发射功率处达到的。这意味着从吞吐量的观点来看降低发射功率可能是有用的。对于考虑的情况来说，$P_{t,\mathrm{AP}}$的影响比 $P_{e,\mathrm{AP}}$更为明显一些。参考文献［Radi04］中的其他结果显示，对于最大平均吞吐量 $\overline{T}_{\max}$来说，$P_{t,\mathrm{AP}}$的理想值在无线小区之间的距离 D 和小区半径 R 之间的比例恒定的条件下是不变的。在两个模型中，当 $R=50\mathrm{m}$，D 为不同值时，为达到 $\overline{T}_{\max}$而从最优解 $P_{t,\mathrm{AP,opt}}$和 $P_{e,\mathrm{AP,opt}}$中选择的结果在表 8.13 中列出。

表 8.13　针对两个模型在$\overline{T}_{\max}$下结合 $P_{t,\mathrm{AP,opt}}$和 $P_{e,\mathrm{AP,opt}}$

理论值				仿真值		
D/m	$P_{t,\mathrm{AP}}$/dBm	$P_{e,\mathrm{AP}}$/dBm	$T_{\max}$/Mbit/s	$P_{t,\mathrm{AP}}$/dBm	$P_{e,\mathrm{AP}}$/dBm	$T_{\max}$/Mbit/s
150	24	−59	17.49	24	−51	18.57
245	27	−63	30.42	24	−55	28.96
335	27	−63	36.76	27	−55	33.72

我们同时提出了另一种方法，可以同时控制 LA 和 TPC。它取决于如有效性以及可以在能量的每个单元发射的比特数等的能量效率。这对于电源驱动移动台的上行链路发射非常重要。参考文献［RaJo03］中提出了一种基于 LA 和 TPC 的博弈论模型来增加能源效率 ξ 的算法。PHY 模式（PM）下一个单一发射-接收对 i 的有效性被定义为

$$n_i^{\mathrm{PM}}(p_i,\ \gamma_i) = \frac{T_i^{\mathrm{PM}}(\gamma_i)}{k_p \cdot p_i + \Delta p} \tag{8.18}$$

从图 8.17 中可以看出，它主要取决于发射功率 p_i 以及在接收端 γ_i 和 $T_i^{\mathrm{PM}}(\gamma_i)$ 情况下的信干噪比 γ。参数 Δp 避免了解决方案在 $p_i \to 0$ 时导致的有效性趋于无穷的情况。k_p的引入增加了一些算法灵活性。需要注意的是由于参数 Δp 和 k_p 的引入，效用函数不

等于 ξ 的物理定义，而是等于 ξ 的一个测量值。图 8.18 显示了不同 PM 下的各种效用函数 n_i^{PM} 实例。

遗憾的是，博弈论不能通过解析进行分析，因为它的效用函数并非连续可微。对一个相似的虚拟博弈论和该博弈论的收敛性进行分析，显示可以达到一个平衡。参考文献［RaJo03］中提出利用与上述吞吐量结果相同的仿真模型对博弈论的结果进行定量计算。将所得出的吞吐量和 ξ 结果与最大吞吐量结果进行对比，并在表 8.13 中列出。本节中的主要结论是 ξ 的增长经常意味着吞吐量的下降，因此，通过对该博弈论效用函数参数的改变，可以权衡 ξ 和吞吐量。

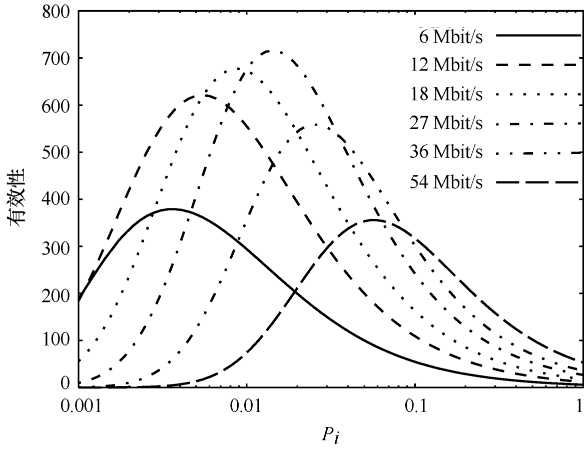


图 8.18　效用函数 n_i^{PM}

2. 室内基础设施无线局域网中智能天线的最优联合

参考文献［NaCB03］中研究的主题是遵循 IEEE 802.11a 或 HIPERLAN/2 标准的室内基础设施 WLAN 系统。多个用户通过针对高数据传输速率应用的 SDMA 技术同时与一个接入点进行通信。这是通过接入点的智能天线排列来实现的。排列过于密集就难以同时满足所有用户的 SINR 需求。因此，阵列元素的数目应该等于用户数目，以保证满足所有用户的 QoS 需求。

将网络建模为利用空间射线跟踪工具来解决多用户在室内环境下任意位置的定位问题。采取了一种 MMSE 上行链路模式最优化算法来减轻考虑多径情况下的同频干扰和噪声。研究表明，一个 N 元素数组可以减轻 $N-1$ 个干扰用户而非干扰方向。最优合并的区域取决于每个天线单位的信噪比。即在高信噪比情况下（>40dB），当干扰占主体地位时强制为 0（在 LoS 情况下为空）；在低信噪比情况下（<0dB），当干扰占主体地位时进行空间匹配滤波；达到一个过渡区域，即在迫零和空间匹配滤波之间的一个最好的折中方案，来最大化每个用户的 SINR 值。

3. 无线局域网设计的自动最优化算法

大面积供给的 WLAN 基础设施的设计需要考虑许多方面，因此需要先进的规划方法（见参考文献［HeMa02］，［UnKa03］）。因为可用的非重叠频道数量很少，因此同

频干扰问题在无线网络性能方面有着很重要的影响。这一结果需要考虑在规划过程中的载波分配，其中，规划过程取决于网络安装过程中所用到的标准。

所提到的方法是基于对接收功率的预测来达到对 WLAN 网络性能有着主要影响的传输条件。因此，准确的传输模型的使用是关键（见参考文献［HoWW03］，［CCPS97］）。该最优化方法用于一组可能位置，其中接入点可以设置。在本组之外，定义了位置的最小选择来满足给定的要求条件。这些条件包括选择不同优先级的地区和更多参数的定义。

最优化过程通过 3 步来执行：第一步，针对优先级和接收功率，估计每个潜在安装发射机的预测覆盖面积。第二步，根据优先级设定降低各个位置的发射机密度。最后也是最耗费的步骤，剩余的接入点按顺序添加到所估计的解决方案中。所讨论的方法可能没有找到所有情况下的一致最优化方法，但是它得出了一项建议，该建议基于由网络设计方案所定义的位置。因为所讨论的方法计算时间非常短，不同配置分析起来就会很迅速。得出的选择将会是最佳接收功率和可能受用户加权的最小干扰之间的一个折中。

定义的测试方案（见图 8. 19）包括一个面积大约为 10000m^2 的办公大楼，定义 62 处 AP 的可能位置。假设了一个带有 3 个可用载波的 IEEE 802. 11b 系统。最后所选择的 AP 可以提供一个很好的覆盖范围，这一覆盖范围取决于输出的优先级。被标记为不重要（优先级为 0）的区域更可能被提供较小的甚至不足的接收功率。图 8. 20 显示了在整个建筑内的同频干扰情况。最高优先级的房间不会被干扰问题所影响。一些干扰将由低优先级区域所接纳。最坏的值（黑灰区域）出现在最低优先级的区域。

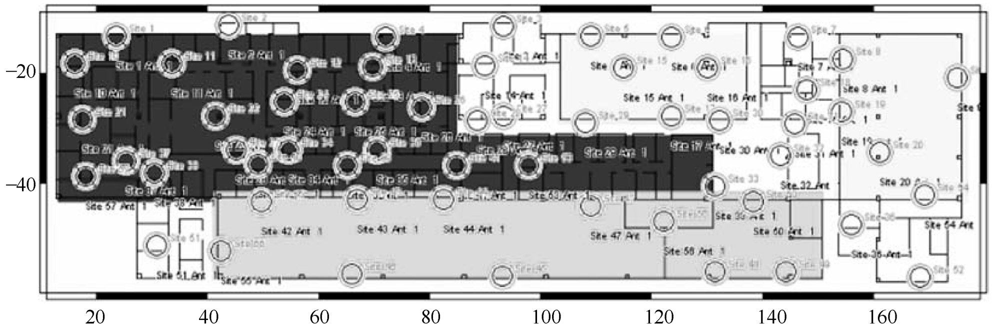


图 8. 19 包含接入点的可能位置的优先级图

4. 无线网络吞吐量仿真模拟含有隐藏节点的物理层

19 世纪 70 年代起，除非严重简化假设方案否则不能推导无线网络的饱和吞吐量，无线网络吞吐量的仿真一直受到阻碍。即使最复杂的仿真分析模型都不能合理地考虑到隐藏节点和其他的物理层影响。参考文献［FiBa04］提出的一种使用统计物理层传输模型和吞吐量仿真结果的新的仿真方案为这一问题做出了贡献，这一仿真方案在基准情形“Pure Aloha”情况下得出了第一个结果。

设计该方法是为了快速测试尽可能多的网络拓扑结构。因此，结果被总结为“所有”可能网络拓扑行为的统计期望。迅速在多个拓扑之间进行循环能够创建和销毁无

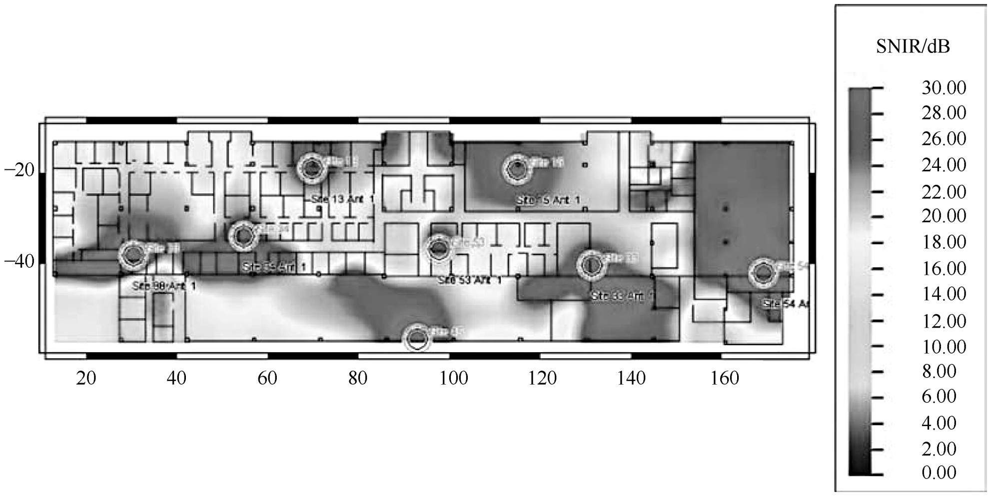


图 8.20　造成同频干扰

线节点，这些节点的生命对于一个单一数据包加上任何附带控制数据包的交换来说是有限的。一个有效的垃圾收集方案控制了存储的使用情况。无线网络及时从它们的创建点开始回顾，从而初始化它们的状态，使得无线行为即使存在于仿真之初，也不会带有实际的开销。无线网络的物理环境是封闭的，因此每个无线网络感知一个完整的环境，即使这个无线网络位于一个环境的边缘。

我们给出了最简单的历史“Aloha”方案的初始结果。图 8.21 用点绘制了 Aloha 情况下使用 Magic Genie ACK（利用完美信道发射）和真实 ACK 所获得的归一化吞吐量。x 坐标表示每个敏感区域中每帧长内的发射帧速率（G），y 轴表示每个敏感区域中每帧长内成功发射的帧速率（S）。结果表明，在每个敏感区域中归一化数据包发射率约为 0.45 时达到最大吞吐量。Magic Genie ACK 方法在每个敏感区域中归一化成功率为 0.22 时达到峰值，而无线 ACK 方法在 0.19 达到峰值。

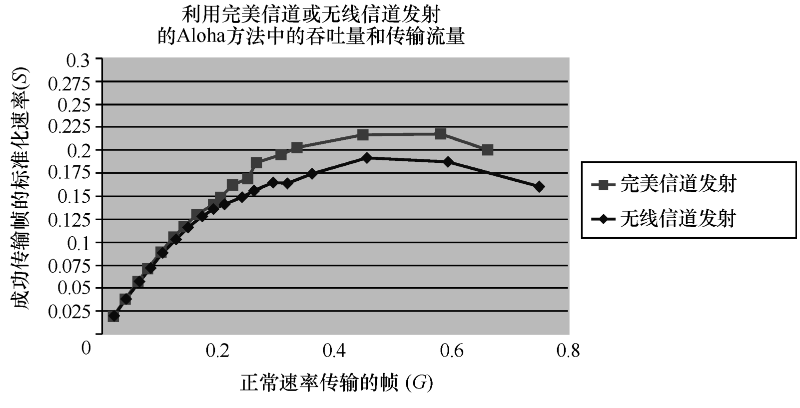


图 8.21　Aloha 情况下得到的结果

比较这些利用 Abramson 的分析方法得出的结果，可以看出它们具有广泛的一致性。

5. IEEE 802.11 无线 LAN 下的音频

随着对新标准 IEEE 802.11e 的协议的开发，WLAN 下的实时语音和多媒体通信的服务质量问题受到了越来越多的关注。经证明，利用语音通信中纯粹的基于数据包的 MAC 协议效率很低，这也会导致无线网络技术的发展，从而将语音更好地整合进 WLAN 通信设置中。被称为“5-UP”的文献中引出的协议采用了最新 WLAN 标准中基于 OFDM 物理层的频谱特性，并仅为语音通信保留了不同的 OFDM 载波频率。然而，这给调制精度和传输功率控制带来了难以达到的严重约束。

参考文献［ChEs03］针对基于 IEEE 802.11 的无线局域网（LAN）下的语音通信，使用了提到的方案“无线局域网下的语音通信（VOWAL)”，并将其与传统的 VoIP 方案和 5-UP 方案进行了对比。VOWAL 方案保留了语音通信的周期时段，然后为每个正在进行的语音通信分配了一个载波频率。语音通信使用单一载波调制，甚至不需要参与基于 OFDM 的数据通信。多语音连接可以在每个语音通信时隙进行复用。VOWAL 的另一项优势是可以为增强稳定性而进行调频。VOWEL 与现有的 IEEE 802.11 标准结合得很好。

技术性文档对关于语音连接的市场份额的定量测量给出了一些见解。以 DECT 系统中的语音样本为例，大约 13% 的可用信道容量用于连接。以 DECT 系统中的语音样本为例，大约 13% 的可用信道容量用于支持 48 路语音的同时连接。

8.7 个域网

在过去的 10 年中，微电子和超大规模集成电路的发展使得无线电收发机可以足够小到用于便携、手持设备中。这一机遇开辟了无线网络的新前景，使得无线网络不再仅仅包括个人电脑及其外设，也整合进了个人数据管理（PDA）、移动电话、耳机等，为新的完全不同的设备和应用开辟了道路。

在这一方面最新的发展包括蓝牙无线技术，使用户与各种通信设备之间进行轻松、无线、即时和低能耗的连接。

蓝牙无线技术（见参考文献［Haar00a］，［Haar00b］，［HaMa00］），在 IEEE 802.15.1 中也有所提及，其开发是用于替代电子设备之间的电缆，但是它可以形成小型网络（又称微微网）的能力开辟了应用的一个崭新的领域，在这一领域中，信息可以在微微网的设备之间实现无缝交换。典型地，这样一种被称为个域网（PAN）的网络可能包含日常生活中人们随处可见的移动电话、笔记本电脑、掌上电脑和其他电子设备等。个域网有时可能也包括用户不随身携带的设备，比如，用于因特网接入的接入点或位于一个房间内的传感器。

一个蓝牙微微网由两个或多个分享同一个无线电信道的单元组成，这些单元由一个特殊微微网的调频序列决定，其中，一个单元作为管理者，控制微微网中的整个传输，而其他单元作为服务者工作。

管理者实施一种集中化控制：仅允许管理者与一个或多个服务者之间进行通信，而

且管理者与服务者之间的传输有着严格的交替；为了这一目标，时间轴被分为 625μs 的时间间隔，被称为时隙。前向链路传输（从管理者到服务者）仅开始于偶数时隙的开头，而反向链路的传输在一个前向链路传输后开始于奇数帧的开头。

在由 M. Chiani，G. Pasolini 和 R. Verdone 所著参考文献［PaCV02］中研究了一个室内环境，其中，基于蓝牙的个域网用户需要非实时服务。在这里，研究了个域网中的经验性能，并通过链路吞吐量和包投递时间的平均值来进行评估。

该文献的新颖之处在于联合考虑了协议方面和传输方面后提出的一种综合方法。事实上，研究的进行考虑了编码、调频、蓝牙设备中采用的调制技术以及信道损伤如终端噪声和瑞利平坦衰落中的自动重复请求（ARQ）和 MAC 策略。

特别地，在参考文献［PaCV02］中，提出了一个简单轮询协议来作为基于蓝牙的个域网的 MAC 级解决方案：假设管理单元通过发送一个数据包（一个数据包，如果有的话可以是一个查询数据包）循环问询其他每个单元（服务单元），然后释放信道，将它的实际相应的可能性（同一个服务单元内）传给下一个时隙。

这一方案，被记为轮流呼叫查询或纯循环请求（见参考文献［Chun00］），其完全符合蓝牙标准，并且就所关心的 MAC 协议来说是一个自然选择。

利用分析和仿真的方法进行微微网中的 MAC 级性能评估，特别是集中在下述情况下可实现的吞吐量方面：该情形中，数据包类型在说明中给出，即 DM1、DM3、DM5、DH1、DH3、DH5，它们在载荷大小和采用的纠错编码方案方面各有不同。

作为实例结果，图 8.22 中的曲线显示了不同数据包类型下第 i 个通用蓝牙链路中 MAC 级最大吞吐量 $S_{\max}^{(i)}$，并作为微微网中 $N_s=7$ 的情况下的平均信噪比方程；为获取图 8.22 中的曲线，作者假设微微网中的所用终端采用相同的数据包类型。

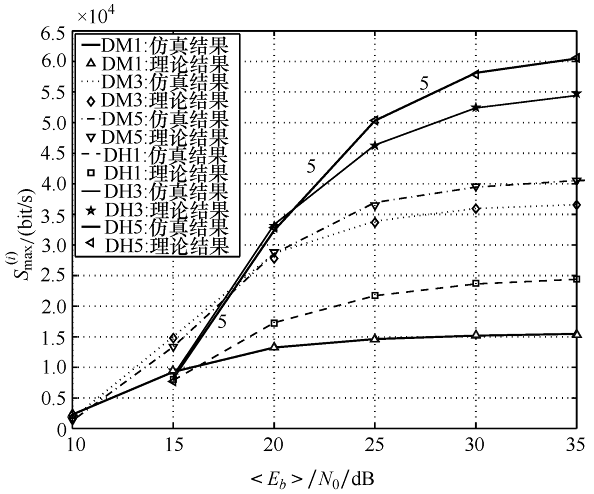


图 8.22　仿真分析结果：$N_s=7$ 个服务单元条件下的最大链路吞吐量

值得注意的是，根据蓝牙的说明，每个管理-服务链路可以使用一个不同的数据包类型；但是，说明并未指示如何选择合适的数据包类型（见参考文献［IEEE02］）。显然，

因为每个单元几乎都有不同的信噪比（SNR），我们不能对微微网中所有的通信采用同样的数据类型。LA 是在协议栈中提供垂直整合的一个很好的方法：在这种情况下，它可能选择合适的数据包类型（如载荷大小和信道编码方案）作为接收功率级（让我们假设接收功率等级在每一单元的接收信号强度检测器（RSSI）中被测量和发布）的平均值方程（见参考文献［IEEE02］）。

在 G. Pasolini 和 R. Verdone 所著参考文献［PaVT03］中给出了一个数据包类型的合理选择，从而全面达到所需吞吐量。参考文献通过相关场景中的一个简单分析模型评估该方案的性能（解析特征），这一模型中也综合了通过射线追踪工具获得的一些结果，从而描述实际场景（一个约 600m^2 的办公室环境）中的传播信道性能。参考文献同时给出了 LA 存在与否的条件下，分析模型得出的结果的合理比较。比较结果表明，在了解经验信道状态的基础上通过合理选择每个信道采用的数据类型，可以明显提高系统吞吐量。

例如，在图 8.23 中显示在 $N_s=2$ 个服务单元（虚线表示）的情况下，微微网内一个通用服务单元的吞吐量。该图也表明，在没有 LA 的情况下选择 3 个最优化（在各自的信噪比间隔内）数据包类型的吞吐量。

可以立即观察到，与期望相符，LA 策略大大改善了系统性能。

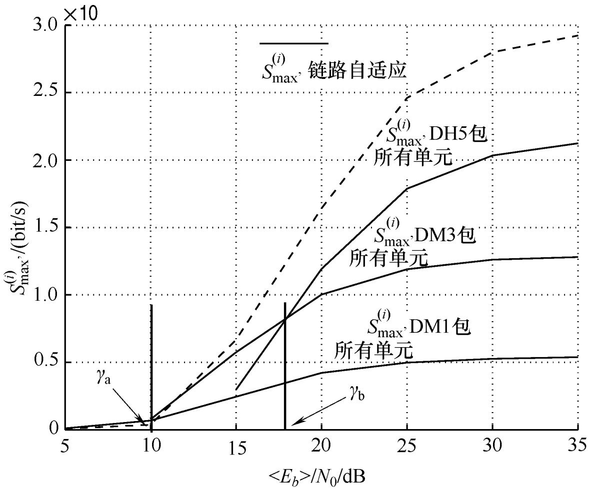


图 8.23　链路自适应（在参考场景中）与非链路自适应情况下的吞吐量对比（其中 $N_s=2$）

由 D. Miorandi 和 A. Zanella 所著的［MiZP04］对蓝牙性能做出了进一步的研究。该文献致力于提供一个数学框架来评估利用多时隙分组格式所能达到的性能。特别地，这里为一跳传输提供了包延迟统计，假设每个节点对数据包类型有着不同的使用概率。

此外，给出了信道有效性参数的特性和对给定 SAR 策略下可达到的稳定状态的进一步研究。表明，多时隙分组的使用扩大了所能达到的速率范围。数据仿真显示提到的算法对一跳延迟行为给出了一个相当准确的预测，如图 8.24 中所示，仿真同时显示，在一个

仅含下行链路（主单元向服务单元传输）传输和平衡 SAR 策略的全微微网($N_s=7$ 个服务单元）中，比如在含有均匀分布包长度（第一、三、五时隙内）的全微微网中，平均包延迟可以看作传输函数。图中，虚线是由分析方程得出的，而标记用于代表模拟结果。

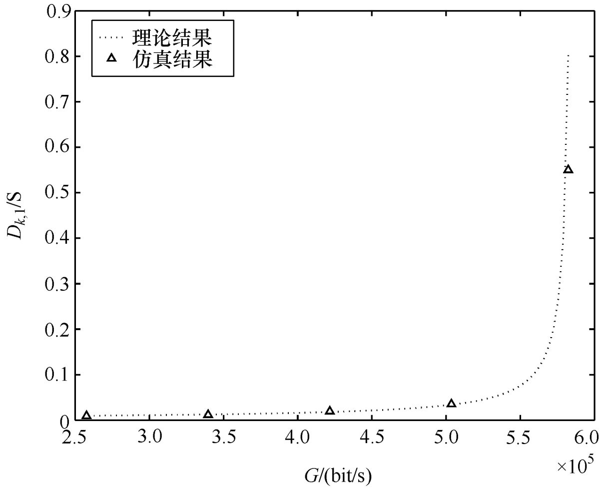


图 8.24　给出传输条件（$N_s=7$）下的平均包延迟

除了上述所能达到的性能，在处理通常用电池进行供电的蓝牙设备时另一个需要注意的方面是电源效率问题。如以前所提到的，蓝牙提供 6 种数据包类型，各个类型之间通过持续时间、错误保护和数据容量来区分。未受保护的长数据包类型有较高的有效载荷容量，但是对于有效载荷的错误比较敏感。不难理解，数据类型的选择也会影响电源效率，这一影响表现在每单元能量成功投递的平均数据量，为防止错误接收情况下的转播，能源的浪费是必需的。

这一方面在 A. Zanella 和 S. Pupolin 所著的参考文献［ZaMP03］中得到了解析分析，伴随的问题还有对重要设计参数的系统性能的影响，即相关接收机余量 S，不严格说来，这一参数决定了对含有错误数据包的接收的选择性。低余量数值代表较强的选择性，说明丢包率在可成功修复的范围内。相反，高的数值代表选择性较弱，即接收的整个数据包中含有不可修复性错误。因此，相关接收机余量 S 决定了吞吐量和能源消耗之间的权衡，是个需要特别重视的问题。

利用一个蓝牙点对点连接的简单数学模型来对这两方面进行研究。通过有限状态马尔可夫链（FSMC）模型来捕捉系统动态。于是参考文献［ChZo98］中阐明了这一方法。作者借助更新报酬分析来计算平均吞吐量和系统可以达到的能源性能。作者在 AWGN 无线信道和莱斯衰落无线信道都进行了分析。

该研究证实了平均传输速率和不同数据包类型中所能达到的能源效率之间权衡的存在。

另外，研究表明，在非对称数据传输中，配置通过在作为服务单元时用于管理服务器，作为管理单元时用于管理客户应用来提高性能。这一配置从实际吞吐量和能源效率

方面都有效地提高了算法性能，因为服务器从来不会转播已经被客户接收的数据包。

最后，S 的选择是关键，因为虽然未受保护的长数据包类型不怎么取决于这一参数，但它仍可以显著影响受保护的短数据包类型的性能。

在处理个域网问题时，另一个倍受重视的方面是网络：如路由和交换等问题在这样一种场景中尤为关键。

蓝牙网络的容量可以通过将微微网互联形成分布式网络来进行扩展。但是，相对于其他无线电标准，物理设备的接近并不会自动影响到两个蓝牙无线节点之间的连接。如上所述，蓝牙利用跳频（FH）扩频调制机制来限制来自于工作在同一个频段的其他设备的干扰。特别地，每个蓝牙微微网关联到一个不同跳频信道中，这一信道由蓝牙物理地址和在微微网中主单元的本地时钟决定。微微网中的所有其他单元（服务单元）均同步到同一跳频信道中。因此，微微网间通信需要一些单元与不止一个主单元同步。

这些单元，称为微微网间单元，或网关。它们需要在一个基于时间划分的分布式网络中的微微网之间共享它们的存在。在参考文献［ZaTP02］中，作者 A. Zanella、S. Pupolin 和 L. Tomba 研究了蓝牙分布式网络中的路由协议问题。他们主要研究了两种著名的路由算法，即鱼眼状态路由（FSR）协议（见参考文献［PeGC00b］、［PeGC00a］）和无线自组网按需平面距离矢量路由协议（AODV）（见参考文献［PeRD01］、［PeRo99］），用以解决 Ad hoc 无线网络中的路由问题。他们选择这些算法作为两类 Ad hoc 路由算法的代表，比如表驱动路由协议和按需路由协议。

在表驱动路由协议中，每个节点为网络中任何其他节点计算传输路径，并通过更新控制信息来定时刷新。路由信息在每个节点中利用一个或多个路由相关表格来维持，而它通过在网络中进行传播更新来达成彼此间的一致性。与表驱动不同，按需路由协议不会试图维持与网络中每个节点相连的有效路径，但会维持与所需节点相连的有效路径。这一协议类型中的路径生成程序通常由源节点利用路由发现查询的方法产生。

参考文献［ZaTP02］中给出了使用 OPNET 工具进行的分析，形成了基带蓝牙的模型和链路管理的模型，也形成了链路层控制和自适应协议（L2CAP）的模型，允许创造微微网和分散的网络。

这项研究表明了 IP 数据的长度和嗅探期，在时域持续一段时间，在这个时间内网关在切换到下一个单元前在一个微微网络中，对 end-to-end 延迟实验和 AODV 算法找到一条新的路径有着不可忽略的影响。此外，实验表明 FSR 算法如果不仔细选择刷新间隔，会带来持续的容量的浪费。

R. Corvaja 在参考文献［Corv02］中研究了手机的问题，在两个管理端间的 slave 切换。参考文献［AFMW99］、［BFGK00］考虑了手机 IP 在蓝牙局域网中的有关问题，其中，作者假设控制端间存在着有线的链接。这里我们考虑一个纯粹的 Ad hoc 网络，网络中的设备只能通过蓝牙射频的方式通信。

在参考文献［Corv02］中，考虑和分析了两个手机算法。第一个是基于表格的解决方法，要求在分散网络中设备间的手机信息的周期性交流。假设这些设备保持与其他设备的信息更新，来获得一个精确的表。特别地，每个控制端必须在分散网络中与其他控制端保持联系，也保证能收到新的数据。基本想法是相邻的控制端在精确的时间点更新

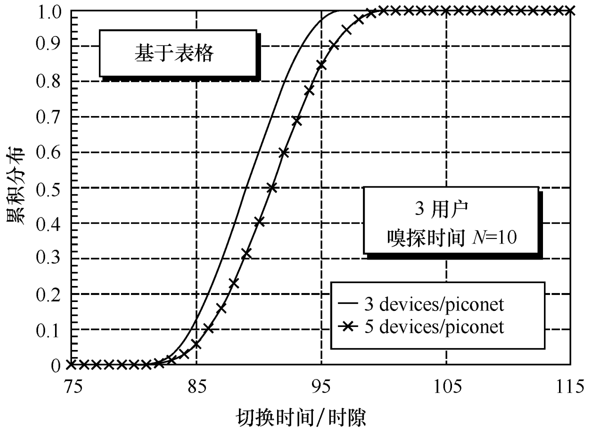
表，即是当 slave 监听控制端的更新时。

我们也需要第二种算法，就是手机工作的参数只有在手机需要变换位置的时候才进行交流。

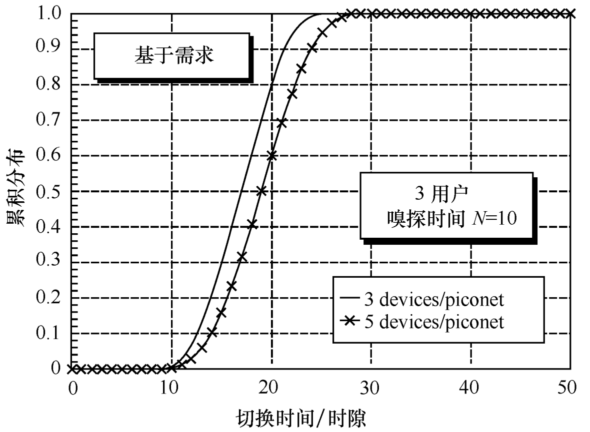
在图 8.25 中给出了两种方案的手机时间的累积分布函数，考虑了有 3 个控制端的分散网络，每个微微网络中有 3 ~ 5 个激活的设备，嗅探时间设为 $N=10$ 时隙，对基于表格的方法，对每个控制端用 12 个时隙的主表和两个表的重复。使用 DH1 包的通信到达速率只有 0.9 包/时隙，即 154.8kbit/s，几乎占用了整条通路。这个结果是用半解析的方法得到的，根据系统参数值的选取产生随机数值代表过程中的时延。

可以明显看出，第二种方法因为不需要更新表格，所以带来的延迟较小。

参考文献［Corv02］中进行了关于手机在嗅探时间的依赖的进一步的研究，特别地，它表明嗅探时间增长一倍时，手机时间平均增长 1.5 倍。



a)基于表格的算法



b)基于需求的算法

图 8.25　手机时间的累积分布函数（在 3 个控制端的分散网络中，嗅探时间 $N=10$，每个微微网中活动设备为 3 ~ 5 个）

8.8　无线 Ad hoc 网络

在这一节我们考虑了无线 Ad hoc 网络的性能。这里，我们把它与分布式无线局域网区分开来，而在这种分布式无线局域中，一定数量的终端可以任意地按给出方案移动，不需要特定的支持设备进行数据交流。无线传感器网络需要更少的设备，放在特定的区域来收集特殊环境的信息。这两种方案都不需要基础设备，但是在移动性、需要的终端和交换包的传输速率上稍有不同。因为这些原因通常考虑用不同的性能参数分析它们。

8.8.1　分布式无线网络

这一节介绍的方案考虑了分布式无线网络在 ISM 带宽下的处理。在这个方案中许多不同的网络可以在同一带宽下处理和出现。这里，一个网络不会单独介入主要媒介，不同的网络不会在同一频带下同时处理数据。例如，在公共场所（会议室、机场、宾馆等）。不同的网络可以使用不同的接入技术，这种情况下不同的网络使用了不同的调制方案和 MAC 协议。其他网络传来的数据可以当作终端数据出现，使用简单的 Aloha 协议。

参考文献［HaBa01b］、［HaBa02］中给出了特别方案的演进，假设终端随机地分布在一个纯二维的空间。包到达的时间假设是在时间上随机分布，在增量期内包是随机产生的。每个包都与特殊的节点对相连，与它的源和目的相关。这些节点被认为是在可听范围内，接收功率比根据接收机灵敏度给出的门限要高。一个关键的假设，是模型假设没有信源尝试将包传送到超出范围的目的。MAC 协议与最初的 Aloha 协议类似，即是说产生一个固定时间的包，它就会迅速传出而不管信道当前的状态，因为有阴影衰落，路径损失 a 是一个随机值

$$a(d)=k_1+k_2\ln(d)+Y[\mathrm{dB}] \tag{8.19}$$

式中，d 是发送机和接收机间的距离；k_1 和 k_2 是两个确定性的传播系数；Y 是对数阴影衰落。考虑有 3 种情况：

1）最弱的监听包的成功概率适用于所有包。参考文献［HaBa01b］中表明了通过弱势区的吞吐量 S 表达（即是信号易受干扰的区域有效面积），与使用传统 Aloha 协议的 Ge^{-2G}，和 $G=gA_v$ 相等。其中 A_v 是易受干扰的地区，参考文献［HaBa01b］给出了表达式，G 是每个易受干扰的地区提供的，g 是包的传送速率。

2）接收功率用式（8.19）计算，设定终端传送使用固定的功率。在这种假设下，吞吐量可以写为 $2G^2/[\exp(2G)-1]$。

3）考虑功率控制，发射机假设调整它们功率来获得取决于接收机灵敏度的最小的接收功率水平。吞吐量 S 可以写成 Ge^{-G}，值得注意的是，这个表达式是传统的 Aloha 协议下获得的吞吐量的正式表达式。但是，吞吐量和提供的流通量都是归一化的数量。图 8.26 给出了 3 种情况的比较，说明获得的吞吐量与 G 有关。

在前面的分析中，假设如果目标终端的接收功率大于最大的干扰功率就可以成功接收包：即是，如果 P_{r0} 代表希望的接收功率，P_{ri} 代表接收的干扰功率，当 $P_{r0}>\gamma_T+\max\{P_{r1},\cdots,P_{rN}\}$ 时可以成功接收包，其中 γ_T 是合适的门限，N 是干扰终端的数量，所

有值都用 dB 或者 dBW 表示。

由于它的简易性，这个模型广泛应用于无线网络的多址接入的分析中。这个方案的主要不足是没有考虑到单独功率不足以防止捕获的多径干扰的贡献。为了克服这个局限性，参考文献［HaBa02］中扩展了这个模型，这样较弱的干扰的影响也考虑了进来。结果显示，在第一种情况下，弱干扰的存在带来最小声音功率水平的提高（dBW 表示），$10\lg[1+2G/(K_2-2)]$，其中 $K_2=k_2\ln 10/10$。就第三种情况中的功率控制网络来说，参考文献［HaBa02］中给出的分析表明弱干扰的存在降低了接收机灵敏度，带来 $10\lg(1+G/K_2-2)$ 的影响。

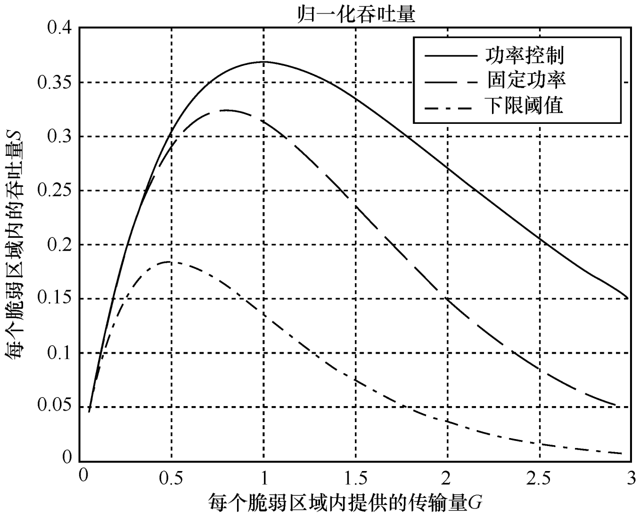


图 8.26　考虑了 3 种情况下的提供的负载对吞吐量的影响

先前的分析考虑了一个包的传输可以忽略其他工作的终端，这个假设是在认为不同无线技术在同一地区工作的基础上做出的。如果是一个独一的网络，使用 CSMA 方案可以获得明显的性能提升，这个方案里要求终端在传输前监听常用的信道。进一步，为了降低“隐藏”终端和典型的无线环境的问题，使用了 RTS 和 CTS 协议。参考文献［HaBa01a］中考虑了这些防冲撞协议的影响，也分析了 CTS 包变化的传输范围带来的影响。参考文献［HaBa01a］中派生的分析模型给出了提供的负载和声音控制包的平均速率对吞吐量的影响（每一个地区归一化，接收功率水平大于给定门限），结果表明使用自适应策略对 CTS 包进行传输范围的选择就吞吐量来说带来明显的性能提升。

8.8.2　无线传感器网络

在过去的几年中，人们对无线传感器网络表现出越来越多的兴趣。参考文献［Verd04］中考虑的方案，统一分布的收集环境的传感信息（温度、压力等）需要它们的时候再传送数据到观察端。观察端的任务是从它周围特定的区域收集数据信息。它们也是均匀分布的，且密度小于传感器。每个观察端监视的区域非常小，所以传感器和观察端之间的直接通信成为可能（传感器间的多跳暂不考虑）。传感器可以在森林、沙漠

或者其他不便进入的区域放置，更换电池非常困难，所以需要更多地考虑传感器的电池问题。另外，传感器是低成本设备，收发机技术应尽可能简单。这意味着传感器一般没有本地化的能力。这种系统主要受传感器接收端的信息延迟的制约，而这个延迟应该尽量最小化，而传感器的使用寿命应该尽量最大化。

参考文献［Verd04］中介绍了一种高效能的优化协议，并且通过传播环境、物理层、MAC 层和应用场景的分析模型进行性能的估计。这个分析的主要目的是在轮询临近的传感器时优化观察端的发送功率，目的是最大化平均包的数量 N_{ss}，从观察端能成功接收它周围环形区域传感器发出的信息。P_{sup} 的最优化，观察端发出的轮询的功率，是受传感器平均寿命的最小值和最大时延限制的。

图 8.27 给出了结果的一个示例，其中不同的环形区域半径 R 也是观察端的监视范围，N_{ss} 作为 P_{sup} 的函数给出。为了描绘图形，考虑了几种传播参数：$k_1=25\text{dB}$，$k_2=30/\ln 10$，阴影衰落 Y 的标准差 σ 取 10，这个图清晰地表示了不论 R 取多少，P_{sup} 值最大化的范围在 15～20dBW 之间。

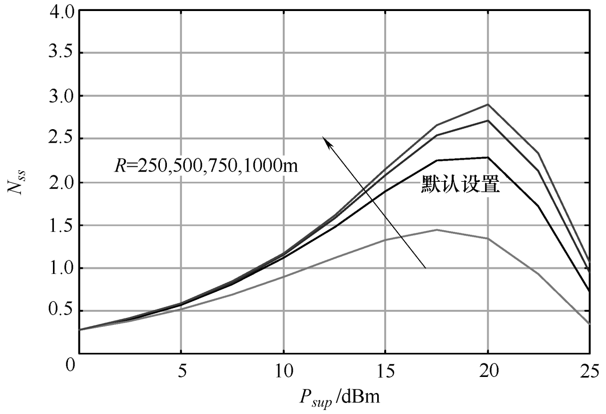


图 8.27 观察端不同监视半径下 N_{ss} 与 P_{sup} 的关系

8.9 终端位置确定

8.9.1 引言

所谓的基于定位的服务（LBS）属于一系列移动通信网络服务的一种，这些基于定位的服务能提供独特的终端定位功能。根据用户的位置能够提供一些信息。这些是确定 MT 位置的基础。

原则上两个不同的途径能被辨别。它能用卫星导航系统或者移动通信网络系统的数据开发。卫星导航系统例如 GPS 能提供一种非常高的精度。在农村地区能够很好地覆盖，但在城市的狭窄街道上容易被切断。因此，卫星导航在室内的环境是行不通的。

所以提供 LBS 的覆盖必须要有另外一种方法。一个 GPS 的接收者也要整合进来，例如一部移动电话增加的能耗通常会减少普通电话的操作时间。所以从这点来看有一种

在通信网络中定位的方法是有好处的。这个章节因此提供了一些有效的定位方法和算法，而且不通过测量或者影响到终端系统。

8.9.2 节介绍了频率信道的一些知识去处理在没有特定通信标准的情况下进行基于时间的测量。其他章节假定了一种移动通信蜂窝系统，比如 GSM 和 UMTS。

在蜂窝系统中最基本的方法总是验证一个蜂窝并且通过基站位置来定位。对于很多 LBS，可获得的精确度不充足并且必须通过更多的定位方法（例如大部分考虑波的传播）来增加精确度。

考虑到波的传播，移动通信网络的覆盖环境是不同的。通过反射和散射的多径传播的波在城市中被切割成锯齿状而在农村地区是平滑的。波的传播模型被用于网络的计划来提高普通方法的精确度例如到达时间（ToA）、TDoA 或 AoA，特别是在城市环境中。8.9.3 节提供了一些方法。

根据复杂度和精确度，定位方法有很多的不同。性能的比较很困难，并且根据环境的变化需要用不同的定位方法。因此 8.9.4 节给出了一些评估。

在 8.9.5 节是一些真正的不同环境下的 GSM 网络中得出的结果，例如在挪威和德国的实验结果。

8.9.2　ToA 技术中的信道模型

通常的几何定位技术例如 ToA、TDoA 或者 AoA 实际上假定洛杉矶的环境是天线在发送者和接收者之间。如果这个路径被障碍物挡住了，将会导致定位参数的错误。通过应用统计信道知识，延迟的测量能被信道脉冲响应（ChIR）所改进，甚至在该环境下的障碍物图都能被重设。

除了通过测量和后继重建 LoS 信号成分，NLoS 的认证是一个主要问题。在这样的情况下，一个对于出现合理的 NLoS 错误的统计模型是必要的。

有不同理论的散射模型描述了散射在移动终端和基站之间的重要贡献。在一个巨大的蜂窝系统环境下，本地的散射和定位相关程度最大。远距离的散射器和那些本地的散射器包括基站（特别是在房顶上的大蜂窝环境）是被忽略的。

根据 Fuhl 等人的［FuMB98］的 GSCM，只有被一个单独的散射过程创造的贡献是被考虑的（见参考文献［DiOe04］）。因为只有短路径对于延迟确定是足够相关的。在这个模型中散布者是统一安排的，这就是说第一次有意义的多径组成的概率，它能进行幅度估计，减少散布者到 MT 的距离。

这个错误由 NLoS 造成，过长的路径长度造成了散射，如图 8.28 所示。

根据 PDF 和 CDF，NLoS 错误的统计特性和 GSCM 的是相似的。如果 ChiR 能在无修正的 Ad hoc 网络中通信，那么一个完全不同的技术能够被应用，会产生一个和双曲函数相似的双统计环境雷达图（见参考文献［GuFB04］）。

在室内的多径测量 ChIR 由很小数量的从大的平面（例如墙面）散射回来的回声所组成，这些回声碰到物体会造成延迟。用合适的阈值可以将回声浓缩，并且可以描绘出该环境的主要特点。

用一个通过未知位置的移动终端来创造一种室内通信的扩展技术。无论怎样，已经

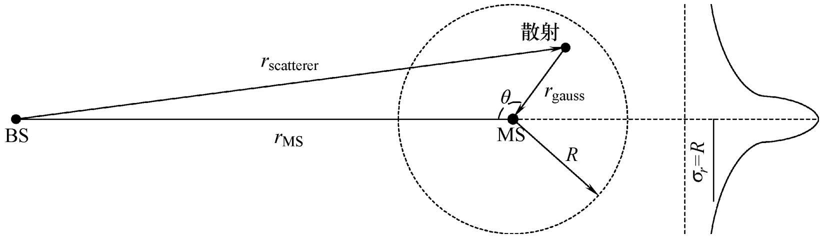


图 8.28　在高斯散射模型中由过多延迟和散射引起的距离错误

简化的系统会带来潜在的分歧。为了解决这些分歧，用户行为的知识是必要的。

8.9.3　传播模型的应用

特别是在城市环境中多径传播在没有 LoS（在 MT 和 BS 之间）时会带来复杂的环境问题。在这种情况下一种基于几何逻辑的定位技术是不够精确的。把预期的测量值做个比较，测量值成为很重要而且更有用的定位目标。预期基于几何波形模型，用来计划移动频率网络，提升定位精度，避免开销和时间消耗测量。

1. 确定覆盖范围

第一种方法是一种简单的基于单个蜂窝的理论，它考虑到预测一个蜂窝的范围，这通常延伸为一个区域的预定义。MT 的估测位置假定为该地区的重心。接下来，有很多理论来定义蜂窝的范围和它的重心位置。

假定一个蜂窝的区域为和基站通信最优的一个区域。无论如何，移动通信网络的分层结构会引起多个问题。在城市里，一个蜂窝通过升高天线来扩大，这就是所谓的雨伞蜂窝。因此这些蜂窝仅仅被认为在很小的蜂窝之间使用效果最好，而不是在一个整体性的区域里。因此由区域重心确定的位置有时和最佳服务区域相差很远。

考虑到一个蜂窝唯一对应着它的一个区域，这样能避免问题复杂化。为了这个目标，某个能量等级被定义为一个阈值。所有预测值在阈值之上的位置会被标记为计划蜂窝的区域覆盖。这个方法也认为正在服务的蜂窝在给定的位置不需要必要的强壮，但其他的蜂窝可能需要足够强壮。

一种对用蜂窝区域重心来定位的改进是，根据区域中一些测量点预期收到的能量来进行权重。通过这样，权重越重的位置有更高的能量预期，这样就能使区域重心向最佳覆盖的方向移动。

最终，通过最可能的蜂窝预期接收结果能确定最可能的终端方位。人工操作是值得的，因为人们能通过移动终端增加的概率验证方位。

2. 数据库相关法

作为更复杂的解决方法通常指数据库相关方法。通过应用先进的相关技术能得出在城市环境下更精确的结果，这样就能预测出 Look-Up Table（LUT）的能量等级。普遍的原则在图 8.29 中给出了描绘。与其他定位技术不同的是数据库相关法提供了更多的可能去提高定位精确度，例如通过优化可用数据的进程。详细的 LUT 组建过程和算法能在参考文献［WHZL02］和［ZBLL04］中找到。

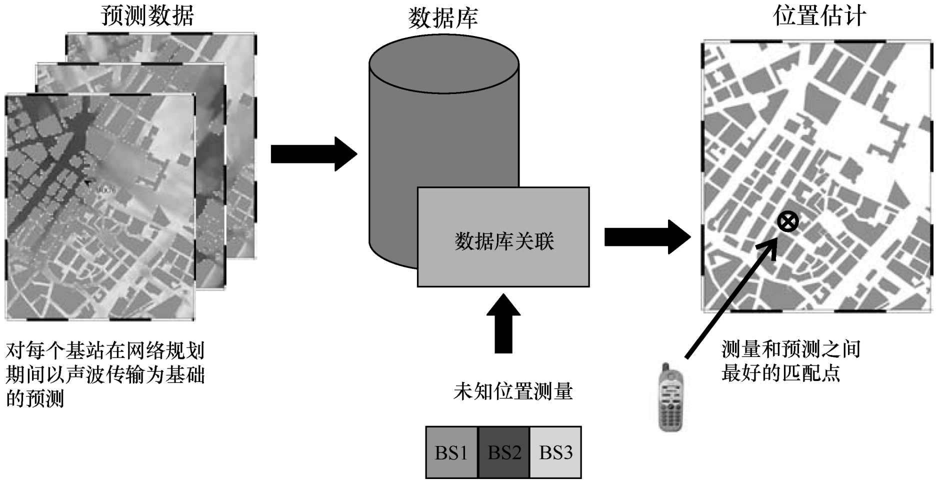


图 8. 29　数据库相关方法（用预期的信号强度与测量值的相关性来确定一个 MT 的位置）

3. **覆盖区域叠加**

传播模型也能用来分析接收蜂窝覆盖区域的叠加（见参考文献［PELW02］）。这个理论定义了一个用预期能量等级至少与信号边缘相符合的叠加区域。假设基于网络的规划工具，因为实际测量值为 GSM 网络中的 RxLev。发现这个区域中的服务蜂窝，并且重复让最强的相邻蜂窝估计该区域的衰减值。如果一个服务蜂窝的延迟被用于第一步的初始区域，那么就已经被定义好了，构成一个完整的环，如图 8. 30 所示。初始的圆形区域通过服务蜂窝覆盖加上延迟信息而减小（见图 8. 30a），并且最强的邻居蜂窝覆盖是叠加的（见图 8. 30b）。

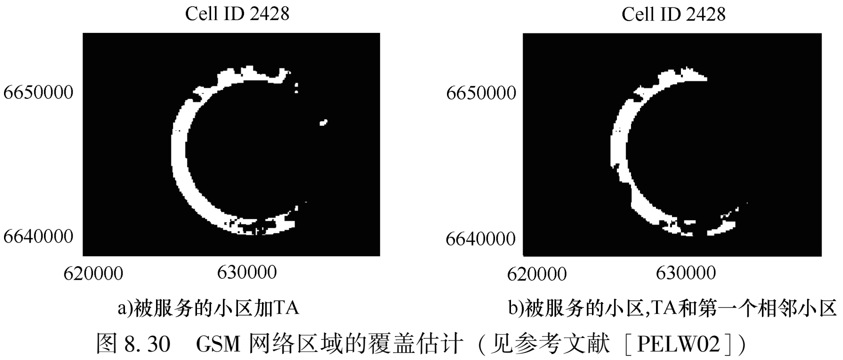


图 8. 30　GSM 网络区域的覆盖估计（见参考文献［PELW02］）

8. 9. 4　评估和验证

很多定位方法的不同复杂度已经在很多文献中给出，甚至相似精度也已经测得，这些网络方法的作者已经验证了他们的算法有很大不同。在一些例子中只有一个简单的蜂窝模型被用于仿真，而其他方法已经被用于实地测试。这些差异妨碍了一个对象根据精度、开销和系统影响因素去比较不同的定位方法。

除此之外，一种定位方法的精度是根据基站的密度、它们的构造和几何环境来决定的。因此，单个的方法是很难被评估的。所以每一种定位方法的评估都必须考虑到网络的结构。这能通过运用相关的方法在相同的环境下评估不同算法的精度来解决。通过这样，比较不同作者提供的定位方法成为了可能。

一个城市地区通常被一个高密度的网络覆盖，这将使不同的定位精度与一个宽的、低密度的、有空隙的乡村网络环境进行比较。所获得精度的绝对值不能作为一个定位技术测量能力的重要评估指标。基本定位技术的应用建议允许对象根据额外的精度和努力来评估更复杂的方法。在参考文献［ZWBL04］中，提供了一种简单的 GSM 定位方法。

1. 活跃站点

服务天线的位置被用于定位估计。这种方法简单解释了蜂窝的认证和从定位服务方获得适当的站点。

2. 接收基站中心

网络监测到的所有基站的位置都可以确定，它的位置的中心可以被计算出来。多个蜂窝站点的接收会对于位置确定有很好的意义。

3. 蜂窝认证（CI）和时间提前（TA）

活跃站点和 GSM 的参数时间提前（TA）都是被估计的。TA 在专用模式下，可以在 BS 和 MT 的远程通信中提供一个粗略的测量值。这个方法的定位结果是一个区域（与 8.9.3 节中的方法相比较）。这些定位方法很容易用于虚拟的或者实际的通信环境中，因为它们只需要很低的计算能力和不大的数据量。蜂窝验证的解释在大部分的蜂窝系统中都有明确的方法。其他的方法，特别是在 GSM 中，它们的操作数据是根据标准来进行的。在 UMTS 中这样简单的方法能应用轮回时间（RTT），而在 GSM 中接收能量水平（RxLev）能用更简单的方法来实现。

如果没有实际的数据可用于验证一种定位方法，那么就需要通过仿真。一个验证平台要具备创建 8 个独立信道仿真的能力（见参考文献［KoJä02］）。无线信号连接的很多蜂窝能被半确定性的信道模型所仿真，就像一个移动终端（MT）在图上沿着一个预定的路线移动。延迟和丢失当衰减被用在不同的随机计划时能被抽象为几何模型。直接的影响只有当散射被定义了才会产生。认证模型对于任何移动通信标准中的测试和估计定位是有用的。

8.9.5 GSM 结果

从 8.9.3 节到 8.9.4 节描述的方法已经在真实的 GSM 网络中被测试过，包括 GSM 网络中对于蜂窝实验的参数 CI、RxLev 和 TA，并且实验设备提供了和 GPS 相关的定位信息。这种相关是考虑到当 GPS 发生错误时精确的测量定位与从可用的 GPS 数据中估测的测量位置能有较小的误差。

这种位置估计可以是一个点或者整个区域。在一个点的情况下，位置错误被定义为被估计的位置与实际位置的水平距离。对于一个区域，位置不确定和估计差错被定义为位置错误。这两个参数经常竞争（见参考文献［PELW02］）。所有的参数都是很多测量值中获得的统计值。

位置错误会导致一个地区中的一部分定位不准确。出错的可能会让实际上的位置在预先估计的区域之外。很明显，定义的参数值越低越好。

在德国斯图加特中心的一个 GSM 网络被选作测试点定位的估计（见参考文献［ZBLL04］）。这个区域大概有 10km^2，包括 100 个全角天线和部分扇区天线的蜂窝。蜂窝的大小在 100m ~ 1km 之间。图 8.31 反映了一个错误定位的累积信息。造成错误的不同方法基于在 2km 内由 365 个测量值组成的路径测量。

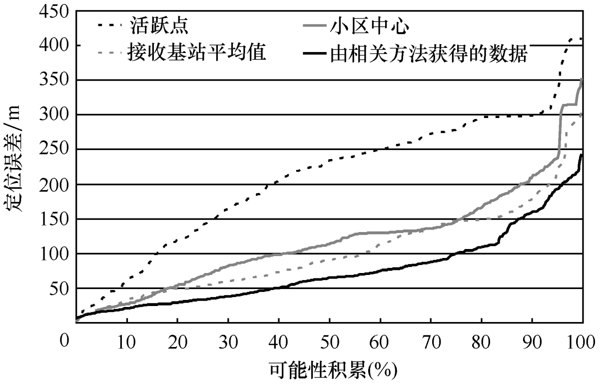


图 8.31　比较位置错误定位在通过斯图加特市中心的路径上的错误累积

分析这些测量值表明 TA 值不仅不精确，而且经常是错误的。期望的延迟和测量的 TA 之间差距很大。至少在城市环境中，参数 TA 在没有实际正确观察的情况下不能使用（见参考文献［PELW02］）。

参 考 文 献

[3GPP99]　3GPP. QoS concept. 3G TR 23.907 V1.2.0, TSG SSA, May 1999.

[3GPP01]　3GPP. Packet switched conversational multimedia applications; default codecs (release 5). TS 26.235, Ver. 5.0.0, TSG SSA, June 2001.

[3GPP02a]　3GPP. RF system scenarios. TR 25.942 - Release 6, TSG SSA, Mar. 2002.

[3GPP02b]　3GPP. Transparent end-to-end packet switched streaming service (PSS); protocols and codecs (release 4). TS. 26.234, Ver. 4.3.0, TSG SSA, Mar. 2002.

[AFMW99]　M. Albrecht, M. Frank, P. Martini, A. Wenzel, M. Schetelig, and A. Vilavaara. IP services over bluetooth: Leading the way to a new mobility. In *Proc. LCN 1999 – 24th IEEE Conf. on Local Computer Networks*, Boston, MA, USA, Oct. 1999.

[AgCo04]　J. Aguiar and L. M. Correia. Traffic source models for the simulation of next generation mobile networks. In *Proc. WPMC 2004 – Wireless Pers. Multimedia Commun.*, Venice, Italy, Sep. 2004.

[ARRO04]　ARROWS, http://www.arrows-ist.upc.es. 2004.

[BaCr98]　P. Badford and M. M. Crovella. Generating representative web workloads for network and server performance evaluation. In *Proc. ACM SIGMETRICS 1998 – International Conference on Measurement and Modeling of Computer Systems*, Madison, WI, USA, July 1998.

[BaMV03]　C. Balzanelli, A. Munna, and R. Verdone. WCDMA downlink capacity part 1. In *Proc. PIMRC 2003 – IEEE 14th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Beijing, China, Sep. 2003.

[BFGK00] S. Baatz, M. Frank, R. Gopffarth, D. Kassaktine, P. Martini, and M. Schetelig. Handoff support for mobility with IP over bluetooth. In *Proc. LCN 2000 – 25th IEEE Conf. on Local Computer Networks*, Tampa, FL, USA., Nov. 2000.

[BLZZ03] L. Badia, M. Lindström, J. Zander, and M. Zorzi. A utility- and price-based approach for the radio resource management in multimedia communication networks. TD(03)147, COST 273, Paris, France, May 2003.

[BüNB02] H. Bühler, T. Neubauer, and E. Bonek. RSSUS – reference system scenario for UMTS simulations based on a real world environment. TD(02)162, COST 273, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.

[CaLi01] Y. Cao and V. O. K. Li. Scheduling algorithms in broadband wireless networks. In *Proc. IEEE INFOCOM 2001*, Anchorage, AK, USA, Jan. 2001.

[CCPS97] C. Carciofi, A. Cortina, C. Passerini, and S. Salvietti. Fast field prediction techniques for indoor communication systems. In *Proc. EPMCC 1997 – 2nd European Personal and Mobile Communications Conference*, Bonn, Germany, Nov. 1997.

[CFAP01] N. Cardona, R. Fraile, A. Arregui, and J. Pons. Traffic prediction for adaptive resource allocation: Feasibility analysis. TD(01)032, COST 273, Bologna, Italy, Oct. 2001.

[ChEs03] B. M. G. Cheetham and A. I. Eshhubi. Voice over IEEE 802.11 wireless LANs. TD(03)146, COST 273, Brussels, Belgium, May 2003.

[Chun00] Wah Chun Chan. *Performance Analysis of Telecommunications And Local Area Networks.* Kluwer Academic Publishers, London, UK, 2000.

[ChZo98] A. Chockalingam and M. Zorzi. Energy efficiency of media access protocols for mobile data networks. *IEEE Trans. Commun.*, 46:1418–1421, Nov. 1998.

[Corv02] R. Corvaja. Time analysis of the handover procedure in a bluetooth network. In *Proc. PIMRC 2002 – IEEE 13th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Lisbon, Portugal, Sep. 2002. [Also available as TD(02)146].

[CuMB01] F. Cuomo, C. Martello, and A. Baiocchi. Packet scheduling in multiaccess systems jointly adaptive to traffic and transmission quality. TD(01)045, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2001.

[DiBQ04] P. Dintchev, E. Bonek, and B. P. Quiles. An improved mobility model for 2G and 3G cellular systems. In *Proc. MCT 2004 – 5th IEE Int. Conf. on 3G Mobile Commun. Tech.*, London, Great Britain, Oct. 2004. [Also available as TD(04)104].

[DiOe04] P. Dintchev and H. Oezcelik. A stochastic model for the non-line of sight error in mobile location estimation. TD(04)040, COST 273, Athens, Greece, Jan. 2004.

[DoAg04] M. Dohler and H. Aghvami. Outage capacity of distributed STBCs over nakagami fading channels. *IEEE Trans. Commun.*, 8(7):437–439, July 2004. [Also available as TD(04)030].

[EGTK04] A. Eisenblätter, H.-F. Geerdes, U. Türke, and T. Koch. Momentum data scenarios for radio network planning and simulation (extended abstract). In *Proc. WiOpt 2004*, Cambridge, UK, Mar. 2004.

[ETSI98a] ETSI. Evaluation report for ETSI UMTS terrestrial radio access (UTRA), report for ITU-R RTT candidate. Valbonne, France, Sep. 1998.

[ETSI98b] ETSI. Selection procedures for the choice of radio transmission technologies of the UMTS – UMTS 30.03 (version 3.2.0). 1998.

[FCXV03] L. Ferreira, L. M. Correia, D. Xavier, A. Vasconcelos, and E. Fledderus. Final report on traffic estimation and services characterisation. D1.4, IST MOMENTUM Project, IST-TUL, Lisbon, Portugal, May 2003.

[FeCo03] L. Ferreira and L. M. Correia. Generation of traffic demand scenarios for UMTS. In *Proc. 12th IST Summit on Mobile and Wireless Commun.*, Aveiro, Portugal, June 2003. [Also available as TD(03)5].

[FeCo04] L. Ferreira and L. M. Correia. IST-TUL proposal for reference parameters for WCDMA analysis. TD(04)069, COST 273, Bologna, Italy, Apr. 2004.

[FeVe04] J. Ferreira and F. J. Velez. Deployment scenarios and applications characterisation for enhanced UMTS simulation. In *Proc. MCT 2004 - 5th IEE Int. Conf. on 3G Mobile Commun. Tech.*, London, UK, Oct. 2004. [Also available as TD(04)94].

[FGLM04] R. Fraile, J. Gozálvez, O. Lázaro, J. Monserrat, and N. Cardona. Effect of a two dimensional shadowing model on system level performance evaluation. In *Proc. WPMC 2004 – Wireless Pers. Multimedia Commun.*, Duisburg, Germany, Sep. 2004. [Also available as TD(04)190].

[FiBa04] N. Filer and S. K. Barton. Wireless network throughput simulation modelling the physical layer with hidden nodes. TD(04)170, COST 273, Duisburg, Germany, Sep. 2004.

[FMCR04a] R. Fraile, J. Monserrat, C. Cardona, and L. Rubio. MORANS layer 1: Geographic data. synthetic scenario. TD(04)070, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[FMCR04b] R. Fraile, J. Monserrat, C. Cardona, and L. Rubio. MORANS layer 6: Propagation data. synthetic scenario. TD(04)073, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[FMFC05] L. Ferre, R. Manzanares, R. Fraile, and N. Cardona. Prediction of GPRS traffic by artificial neural networks. TD(05)037, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[FMGL04] R. Fraile, J. Monserrat, L. M. González, and O. Lázaro. MORANS layer 7: Node B parameters. synthetic scenario. TD(04)074, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[FoGa98] G. J. Foschini and M. J. Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Communications*, 6(3):919–920, Mar. 1998.

[Foru98] UMTS Forum. UMTS/IMT-2000 spectrum. No. 6, London, UK, Dec. 1998.

[Foru03] UMTS Forum. 3G offered traffic characteristics report. No. 33, San Ramon, CA, USA, Nov. 2003.

[FrNg00] M. Frey and S. Nguyen-Quang. A gamma-based framework for modeling variable-rate MPEG video sources: The GOP GBAR model. *IEEE/ACM Trans. Networking*, 8(6):710-719, Dec. 2000.

[FuMB98] J. Fuhl, A. F. Molisch, and E. Bonek. A unified channel model for mobile radio systems with smart antennas. *IEE Proc. Radar, Sonar, Navigation*, 145(1):32-41, Feb. 1998.

[GMFL04] L. González, J. Monserrat, R. Fraile, O. Lázaro, N. Cardona, and S. Ruiz. WCDMA downlink simulator for capacity evaluation. In *Proc. of Telecom I+D 2004*, Madrid, Spain, Nov. 2004. [Also available as TD(04)186].

[GuFB04] W. Guo, N. P. Filer, and S. K. Barton. A novel wireless mapping and positioning technique for impulse radio networks. In *Proc. URSI 2004 – 18th Triennial Intl. Symp. On Electromagnetic Theory*, Pisa, Italy, May 2004. [Also available as TD(04)147].

[Haar00a] J. C. Haartsen. The Bluetooth radio system. *IEEE Personal Commun. Mag.*, 7(1):28–36, Feb. 2000.

[Haar00b] J. C. Haartsen. Bluetooth towards ubiquitous wireless connectivity. *Revue HF, Belgian J. of Electronics and Communications*, pages 8–16, 2000.

[HaBa01a] K. A. Hamdi and S. K. Barton. Capture and spatial reuse in ad hoc wireless networks employing collision avoidance protocols. In *Proc. EPMCC 2001 – 4nd European*

Personal and Mobile Communications Conference, Vienna, Austria, Feb. 2001. [Also available as TD(01)004].

[HaBa01b] K. A. Hamdi and S. K. Barton. On the spatial capacity of randomly distributed wirelss networks. TD(01)018, COST 273, Bologna, Italy, Oct. 2001.

[HaBa02] K. A. Hamdi and S. K. Barton. On the spatial capacity of randomly distributed wirelss networks (part 2). TD(02)013, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[HaMa00] J. C. Haartsen and S. Mattisson. Bluetooth – a new low-power radio interface providing short-range connectivity. *IEEE Proc. of the IEEE*, 88(10):1651–1661, Oct. 2000.

[HeMa02] M. Hein and B. Maciejewski. *Wireless LAN, Funknetze in der Praxis.* Franzis' Verlag, Poing, Germany, 2002.

[Heym97] D. Heyman. The GBAR source model for VBR videoconferences.*IEEE/ACM Trans. Networking*, 5(4):554-560, Aug. 1997.

[HoWW03] R. Hoppe, G. Wölfle, and P. Wertz. Advanced ray-optical wave propagation modelling for urban and indoor scenarios. *European Transactions on Telecommunica- tions*, 14(1):61–69, 2003. [Also available as TD(02)051].

[IEEE02] Wireless medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications for wireless personal area networks (WPANs). Standard 802.15.1-2002., IEEE, 2002.

[ITU-93] ITU-T. B-ISDN services aspects, recommendations and reports of the ITU-T, Recommendation I.211. International Telecommunication Union, Geneva, Switzerland, May 1993.

[KlLL01] A. Klemm, C. Lindemann, and M. Lohmann. Traffic modeling and characterization for UMTS networks. In *Proc. Globecom 2001 – IEEE Global Telecommunications Conf.*, San Antonio, TX, USA, Nov. 2001.

[KMST00] J. Khun-Jush, G. Malmgren, P. Schramm, and J. Torsner. HiperLAN type 2 for broadband wireless communication. Ericsson Review, 2000.

[KoJä02] J. Kolu and T. Jämsä. A verification platform for cellular geolocation systems. TD(02)053, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[LáGD00] O. Lázaro, D. Girma, and J. Dunlop. Statistical analysis and evaluation of modelling techniques for self-similar video source traffic. In *Proc. PIMRC 2000 - IEEE 11th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, London, UK, Sep. 2000.

[LáGD01] O. Lázaro, D. Girma, and J. Dunlop. A wavelet-based video traffic model for realtime generation of self-similar traffic. In *Proc. EPMCC 2001 – 4nd European Personal and Mobile Communications Conference*, Vienna, Austria, Feb. 2001.

[LTWW94] W. E. Leland, M. S. Taqqu, W. Willinger, and D. V. Wilson. On the self-similar nature of the ethernet traffic. *IEEE/ACM Trans. Networking*, 2(1):1–15, Nov. 1994.

[MaMT03] N. Marchetti, S. Mistrello, and V. Tralli. Resource allocation techniques for wireless packet networks based on V-BLAST architecture. In *Proc. WPMC 2003 – Wireless Pers. Multimedia Commun.*, Yokosuka, Japan, Oct. 2003. [Also available as TD(03)159].

[Mand01] D. Mandato. Concepts for service adaptation, scalability and QoS handling on mobility enabled networks. D1.2, IST-BRAIN Project, Mar. 2001.

[MaVT04] N. Marchetti, R. Veronesi, and V. Tralli. On the impact of interference on data protocol performance in multicellular wireless packet networks with MIMO links. In *Proc. VTC 2004 Fall – IEEE 60th Vehicular Technology Conf.*, Los Angeles, CA, USA, Sep. 2004. [Also available as TD(04)200].

[MFVC02] R. Manzanares, R. Fraile, L. Vergara, and N. Cardona. Non-linear traffic prediction algorithm for cellular networks. TD(02)142, COST 273, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.

[MGFC04] J. Monserrat, L. M. González, R. Fraile, and C. Cardona. MORANS layer 2: Traffic information. synthetic scenario. TD(04)071, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[MGFL04] J. Monserrat, L. M. González, R. Fraile, and O. Lázaro. MORANS layer 5: Site locations. synthetic scenario. TD(04)072, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[MiBG03] P. D. Mitchell, A. G. Burr, and D. Grace. Performance of two-branch route diversity over a highly correlated rayleigh fading channel. In *Proc. WPMC 2003 – Wireless Pers. Multimedia Commun.*, Yokosuka, Japan, Oct. 2003. [Also available as TD(03)032].

[MiTZ02] A. Milani, V. Tralli, and M. Zorzi. On the use of per-antenna rate and power adaptation in V-BLAST systems for protocol performance improvement. In *Proc. VTC 2002 Fall – IEEE 56th Vehicular Technology Conf.*, Vancouver, Canada, Sep. 2002. [Also available as TD(03)141].

[MiZP04] D. Miorandi, A. Zanella, and S. Pupolin. Achievable rate regions for bluetooth piconets in fading channels. In *Proc. VTC 2004 Spring – IEEE 59th Vehicular Technology Conf.*, Milan, Italy, May 2004. [Also available as TD(03)097].

[MOBB04] A. Munna, J. Orriss, C. Balzanelli, S. K. Barton, and R. Verdone. The probability distribution of the number of base stations within an active set window: Comparison with simulation results. In *Proc. VTC 2004 Fall – IEEE 60th Vehicular Technology Conf.*, Los Angeles, CA, USA, Sep. 2004. [Also available as TD(03)011 and TD(03)133 and TD(03)194].

[MOME03] MOMENTUM (MOdels and SiMulations for Network PlaNning and ConTrol of UMTS) research project, under the EU IST framework, 2003.

[MORA02] Mobile radio access network reference scenarios (MORANS), initiative of the COST273, working group 3 – radio networks aspects, 2002.

[MORA03] MORANS. MObile radio access network reference scenarios CD, R01 beta. Aug. 2003.

[MuRV04] A. Munna, S. Ruiz, and R. Verdone. MORANS – MObile radio access network reference scenarios. In *Proc. WPMC 2004 – Wireless Pers. Multimedia Commun.*, Abano Terme, Italy, Sep. 2004.

[MuVe04] A. Munna and R. Verdone. Downlink WCDMA capacity: usage of a MORANS scenario. TD(04)063, COST 273, Athens, Greece, Jan. 2004.

[NaCB03] K. M. Nasr, F. Costen, and S. K. Barton. An optimum combiner for a smart antenna in an indoor infrastructure WLAN. In *Proc. VTC 2003 Fall – IEEE 58th Vehicular Technology Conf.*, Orlando, FL, USA, Oct. 2003. [Also available as TD(03)088].

[NyJO01] H. Nyberg, C. Johansson, and B. Olin. A streaming video traffic model for the mobile access network. In *Proc. VTC 2001 Fall – IEEE 54th Vehicular Technology Conf.*, Atlantic City, NJ, USA, Oct. 2001.

[OlRG03] J. Olmos, S. Ruiz, and M. García. Description of UTRA FDD link level simulator. description of UTRA FDD link level lookup tables (MORANS). TD(03)095, COST 273, Paris, France, May 2003.

[OrBa02a] J. Orriss and S. K. Barton. Probability distributions for the number of mobiles attached to a base station. TD(02)005, COST 273, Guilford, UK, Jan. 2002.

[OrBa02b] J. Orriss and S. K. Barton. A statistical model for connectivity between mobiles and base stations: the extension to suzuki. TD(02)121, COST 273, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.

[OrBa03a] J. Orriss and S. K. Barton. Probability distributions for the number of radio transceivers which can communicate with one another. *IEEE Trans. Commun.*, 51(4):676–681, Apr. 2003. [Also available as TD(01)015].

[OrBa03b] J. Orriss and S. K. Barton. A statistical model for connectivity between mobiles and base stations: from suzuki to rice and beyond. TD(03)089, COST 273, Paris, France, May 2003.

[OrBa04a] J. Orriss and S. K. Barton. A markov chain model for a protocol. part 1: ALOHA with variable packet length. TD(04)081, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[OrBa04b] J. Orriss and S. K. Barton. A markov chain model for wireless ad-hoc network protocols. part 2: CSMA/CA. TD(04)177, COST 273, Duisburg, Germany, Sep. 2004.

[OrBa05] J. Orriss and S. K. Barton. A markov chain model for wireless ad-hoc network protocols. part 3: RTS/CTS. TD(05)007, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[OrZB02] R. Verdone, J. Orriss, A. Zanella, and S. Barton. Evaluation of the blocking probability in a cellular environment with hard capacity: A statistical approach. In *Proc. PIMRC 2002 – IEEE 13th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Lisbon, Portugal, Sep. 2002. [Also available as TD(02)009].

[OZSI96] B. T. Olsen, A. Zaganiaris, K. Stordahl, L. A. Ims, D. Myhre, T. Overli, M. Tahkokorpi, I.Welling, M. Drieskens, J. Kraushaar, J. Mononen, M. Lahteenoja, S. Markatos, M. De Bortoli, U. Ferrero, M. Ravera, S. Balzaretti, F. Fleuren, N. Gieschen, M. De Oliveira Duarte, and E. de Castro. Techno-economic evaluation of narrowband and broadband access network alternatives and evolution scenario assessment. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 14(6):1184–1203, Aug. 1996.

[PaCV02] G. Pasolini, M. Chiani, and R. Verdone. Performance evaluation of a bluetooth based WLAN adopting a polling MAC protocol under realistic channel conditions. *Int. J. on Wireless Information Networks*, 9(3):141–153, Apr. 2002. [Also available as TD(01)046].

[PaFl95] W. Paxon and S. Floyd. Wide-area traffic: The failure of poisson modeling. *IEEE/ACM Trans. Networking*, 3(3):226–244, June 1995.

[PaTV03] G. Pasolini, M. De Troia, and R. Verdone. Throughput evaluation for a bluetooth piconet with link adaptation. In *Proc. PIMRC 2003 – IEEE 14th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Beijing, China, Sep. 2003. [Also available as TD(02)127].

[PBCE05] R. Patelli, H. Buehler, N. Cardona, A. Eisenblätter, M. Feher, H. F. Geerdes, P. Grazzioso, A. Munna, and J. F. Monserrat. Report of the short term mission on MORANS. TD(05)080, COST 273, Leuven, Belgium, June 2005.

[PeGC00a] G. Pei, M. Gerla, and T. W. Chen. Fisheye state routing: A routing scheme for ad hoc wireless networks. In *Proc. ICC 2000 – IEEE Int. Conf. Commun.*, New Orleans, LA, USA, June 2000.

[PeGC00b] G. Pei, M. Gerla, and T.W. Chen. Fisheye state routing in mobile ad-hoc networks. In *Proc. ICDCS – 22th Int. Conf. Distributed Computing Systems*, Taipei, Taiwan, Apr. 2000.

[PELW02] M. Pettersen, R. Eckhoff, P. H. Lehne, T. A. Worren, and E. Melby. An experimental evaluation of network-based methods for mobile station positioning. In *Proc. PIMRC 2002 – IEEE 13th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Lisbon, Portugal, Sep. 2002. [Also available as TD(02)067].

[PeRD01] C. E. Perkins, Elizabeth M. Royer, and Samir Das. Ad-hoc on demand distance vector (AODV) routing. draft-ietf-manet-aodv-09.txt, IETF Internet draft, Nov. 2001.

[PeRo99] C. E. Perkins and E. M. Royer. Ad-hoc on demand distance vector routing. In *Proc. of IEEE Workshop on Mobile Computing Systems and Applications*, New Orleans, LA, USA, Feb. 1999.

[Radi01] M. Radimirsch. Analysis of the radio link properties of HiperLAN/2. TD(01)030, COST 273, Bologna, Italy, Oct. 2001.

[Radi02] M. Radimirsch. An algorithm to combine link adaptation and transmit power control in HiperLAN type 2. In *Proc. PIMRC 2002 – IEEE 13th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Lisbon, Portugal, Sep. 2002. [Also available as TD(02)082].

[Radi04] M. Radimirsch. *Optimisation of Throughput and Energy Efficiency in HIPERLAN Type 2 Networks.* PhD thesis, Institut für Allgemeine Nachrichtentechnik, University of Hannover (Germany), 2004. published at Shaker Verlag, ISBN 3-8322-3174- 9 [partly available as TD(03)181].

[RaJo03] M. Radimirsch and K. Jobmann. Energy efficiency versus throughput in wireless data networks – a game theoretic model. In *Proc. 2nd Workshop COST 273,* Paris, France, May 2003.

[RaJo05] M. Radimirsch and K. Jobmann. Throughput calculation in a HiperLAN type 2 network considering power control and link adaptation. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 4(4):1798–1807, 2005. Accepted for Publication [Also available as TD(03)004]).

[RaLT98] F. Rashid-Farrokhi, K. J. R. Liu, and L. Tassiulas. Transmit beamforming and power control for cellular wireless systems. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 16(8):1437-1450, Oct. 1998.

[RaWi04] B. Rankov and A. Wittneben. On the capacity of relay-assisted wireless MIMO channels. In *Proc. SPAWC 2004 – Sig. Proc. Advances in Wireless Commun.*, Lisbon, Portugal, July 2004. [Also available as TD(03)124].

[RCFG04] S. Ruiz, L. M. Correia, L. Ferreira, H.-F. Geerdes, A. Grazioso, P. Munna, R. Olmos, J.-J. Patelli, and A. Zanella. Reference parameters for W-CDMA analysis. TD(04)111, COST 273, Gothenburg, Sweden, June 2004.

[RGGH04] S. Ruiz, M. Garcia, G. Guridi, R. Higuero, D. Millas, I. Ramos, and D. Ruiz. RRM parameters obtained through the use of MORANS realistic scenarios and UPC UMTS simulation tool (first simulations). TD(04)181, COST 273, Duisburg, Germany, Sep. 2004.

[RoSc94] C. H. Rokitansky and M. Scheibenborgen. Updated version of SDD. Deliverable R2067/UA/WP 2.1.5/DS/P/68.b, RACE-MBS Project, Brussels, Belgium, 1994.

[SaGV05] D. Sangiorgi, A. Giorgetti, and R. Verdone. Channel based scheduling at the MAC layer in a MC-CDMA system. TD(05)056, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[SeCo03] A. Serrador and L. M. Correia. Multi-service cell load estimation on UMTS-FDD. In *Proc. WPMC 2003 – Wireless Pers. Multimedia Commun.*, Yokosuka, Japan, Oct. 2003. [Also available as TD(03)118].

[ShBr88] K. S. Shanmugan and A. M. Breipohl. *Random Signals. Detection, Estimation and Data Analysis.* John Wiley & Sons Ltd., New York, NY, USA, 1988.

[StMu95] K. Stordahl and E. Murphy. Forecasting long-term demand for services in the residential market. *IEEE Commun. Mag.*, 33(2):44–49, Feb. 1995.

[Tela99] E. Telatar. Capacity of multi-antenna gaussian channels. *European Transactions on Telecommunications*, 10(6):585–595, Nov. 1999.

[TrVZ02] V. Tralli, R. Veronesi, and M. Zorzi. Resource allocation with power-shaping in TDMA-based mobile radio systems. In *Proc. PIMRC 2002 – IEEE 13th Int. Symp.*

on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun., Lisbon, Portugal, Sep. 2002. [Also available as TD(02)075].

[UnKa03] M. Unbehaun and M. Kamenetsky. The evolution of wireless LANs and PANs – on the deployment of picocellular wireless infrastructure. *IEEE Wireless Commun. Mag.*, 10(6):70–80, 2003.

[VaRF99] A. G. Valko, A. Racz, and G. Fodor. Voice qoS in third generation mobile systems. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 17(1):109–123, Jan. 1999.

[VePa04] F. J. Velez and R. R. Paulo. High capacity wideband traffic in enhanced UMTS: a step towards 4G. In *Proc. MCT 2004 – 5th IEE Int. Conf. on 3G Mobile Commun. Tech.*, London, UK, Oct. 2004. [Also available as TD(04)031].

[Verd04] R. Verdone. An energy-efficient communication protocol for a network of uniformly distributed sensors polled by a wireless transceiver. In *Proc. ICC 2004 – IEEE Int. Conf. Commun.*, Paris, France, June 2004. [Also available as TD(04)061].

[VeTr03] R. Veronesi and V. Tralli. DCA with power-shaping (PS-DCA) in TDMA and TDCDMA cellular systems with centralized and distributed control. In *Proc. PIMRC 2003 – IEEE 14th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Beijing, China, Sep. 2003. [Also available as TD(02)156].

[VOZB02] R. Verdone, J. Orriss, A. Zanella, and S. K. Barton. Evaluation of the blocking probability in a cellular environment with hard capacity: A statistical approach. In *Proc. PIMRC 2002 – IEEE 13th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.*, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.

[VTZZ04] R. Veronesi, V. Tralli, J. Zander, and M. Zorzi. Distributed dynamic resource allocation with power shaping for multicell SDMA packet access networks. In *Proc. WCNC 2004 – IEEE Wireless Commun. and Networking Conf.*, Atlanta, GA, USA, Mar. 2004. [Also available as TD(04)052].

[WCFM01] T. Winter, L. M. Correia, E. R. Fledderus, E. Meijerink, R. Perera, A. Serrador, U. Türke, and M. J. G. Uitert. Identification of relevant parameters for traffic modelling and interference estimation. Deliverable D2.1, IST-2000-28088 MOMENTUM, Berlin, Germany, Nov. 2001.

[WHZL02] G. Wölfle, R. Hoppe, D. Zimmermann, and F. M. Landstorfer. Enhanced localization technique within urban and indoor environments based on accurate and fast propagation models. In *Proc. of European Wireless 2002*, Firenze, Italy, Feb. 2002. [Also available as TD(02)033].

[WiRa03] A. Wittneben and B. Rankov. Impact of cooperative relays on the capacity of rank-deficient MIMO channels. In *Proc. 12th IST Summit on Mobile and Wireless Commun.*, Aveiro, Portugal, June 2003. [Also available as TD(03)124].

[WSWH04] P. Wertz, M. Sauter, G. Wölfle, R. Hoppe, and F. M. Landstorfer. Automatic optimization algorithms for the planning of wireless local area networks. In *Proc. VTC 2004 Fall – IEEE 60th Vehicular Technology Conf.*, Los Angeles, CA, USA, Oct. 2004. [Also available as TD(04)130].

[Yaco93] M. D. Yacoub. *Foundations of Mobile Radio Engineering.* CRC Press, Boca Raton, FL, USA, 1993.

[ZaKi01] J. Zander and S.-L. Kim. *Radio resource management for wireless networks.* Artech House Publishers, London, UK, 2001.

[ZaMP03] A. Zanella, D. Miorandi, and S. Pupolin. Mathematical analysis of bluetooth energy efficiency. In *Proc. WPMC 2003 – Wireless Pers. Multimedia Commun.*, Yokosuka, Japan, Oct. 2003. [Also available as TD(03)028].

[ZaTP02] A. Zanella, L. Tomba, and S. Pupolin. On the performance of AODV and FSR routing algorithms on bluetooth scatternets: preliminary results. TD(02)062, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[ZBLL04] D. Zimmermann, J. Baumann, M. Layh, F. M. Landstorfer, R. Hoppe, and G. Wölfle. Database correlation for positioning of mobile terminals in cellular networks using wave propagation models. In *Proc. VTC 2004 Fall – IEEE 60th Vehicular Technology Conf.*, Los Angeles, CA, USA, Sep. 2004. [Also available as TD(04)195].

[ZWBL04] D. Zimmermann, P. Wertz, J. Bauknecht, and F. M. Landstorfer. Performance of location methods in an urban mobile communication network. TD(04)053, COST 273, Athens, Greece, Jan. 2004.

第 9 章　UMTS 无线网络

Narcis Cardona，Roberto Verdone，Thomas Kürner，Paolo Grazioso，
Jose F. Monserrat，Riccardo Patelli 和 Alberto Zanella

9.1　概述

随着过去 10 年中对改进型移动多媒体无线网络设计和制造的不断投资，遍及全球的移动通信产业已经将重点转移到对 3G UMTS 技术的部署上。自从推出了 3G 无线接入技术以来，网络规划人员要从众所周知的 2G 概念转移到新型的并且不可预测的 3G 网络上面临了很多新的挑战。这些挑战大多都涉及了多业务无线网络的设计、规划、调整和优化运行。

优化是一个持续的过程，占据了网络运行成本的较大部分。它不仅包括 BS 参数的微调，如天线倾角、方位角或导频，还取决于优化过程中提高 RRM 程序的性能，RRM 程序通过提供特定扇区参数设置来控制容量-覆盖面积-成本三者之间的平衡，从而能够确保网络的合理化运行。无线接入网络组件中的快速反馈循环可被视为自适应 RRM。

COST 237 在 UMTS 无线网络规划和优化方面做出了很多贡献，除 COST 237 之外还有一些自动规划算法，9.2 节会有详细介绍。9.3 节主要讲述与 RRM 相关的实时调整。9.4 节主要讲述了目前通过使用仿真工具对 UTRAN 性能进行评估的结果。其中，该节对静态和动态仿真器进行了比较，同时也对影响系统性能的链路层进行了评价。最后，9.5 节主要讲述了当前 UMTS 的演进，同时也介绍了一些正被纳入最新 UMTS 标准的其他技术。

9.2　UMTS 无线网络规划

本节总结了 UMTS 无线网络规划的原理和方法，对所有与 UMTS 规划过程相关的主题从传播和通信模型（9.2.1 节）到参数规划方面（9.2.2 节）和自动规划算法（9.2.3 节）来进行阐述。最后，9.2.4 节主要讲述了像网站共享和混合网络这样的交替模式解决方案。

9.2.1　规划基础

UMTS 无线网络对无线电环境和通信条件的变化十分敏感。理论分析和 CDMA 蜂窝网络的商业化实现逐渐表明无线网络规划由于缺少频率规划从而被简化。另一方面，我们可以通过干扰不仅取决于传播还取决于业务负荷这一事实得出另一个复杂度。这就产

生了所谓的小区呼吸效应，这种效应必须采取适当的无线电规划才能避免。因此任何自动策略下的 UMTS 规划的基础都是可靠的传播模型和详细的话务量预测。覆盖范围和话务量预测越精确，预期性能就越接近实测性能。话务模型和路径损耗预测模型在 COST 273 中都已建立。

1. 无线电传播建模

城市 UMTS 规划中准确预测无线电传播的重要性已经被 Coinchon 等人（见参考文献［CoSW01］）通过一个位于巴黎的 5km^2 面积的 UMTS 网络所重点研究。这项研究得出的结论是，传统的传播模型由于少于预期的服务质量、不可接受的干扰和不必要的基站会导致错误规划。另一方面，一个准确的射线跟踪模型集成在一个 UMTS 规划工具中，当该模型满足预期服务水平要求时，无线网络规划人员就可得到基站部署和配置的最佳数字。本案例所研究的典型量化的结果之一是，由射线跟踪模型决定的呼叫失败率是使用单一的 COST 231-Hata 模型得出的预测率的 14 倍。这意味着有关射线跟踪的更多问题可在规划阶段确定出来。

参考文献［HeKü05］提出了一种普遍用于传播模型的分析理论，传播模型应用于城市区域中的 UMTS 超大型网站（Ultra High Site，UHS）。该文将天线安装在超过 100m 高度的 BS 位置叫做 UHS。这一原则被德国移动网络运营商 E-Plus 公司使用，E-Plus 公司提供了它的 UMTS 网络最初的应用范围。分析表明只要 BS 天线仰角大于 0.15°，Maciel-Xia-Bertoni 模型对于 UHS 中典型的天线高度就不是有效的。另一方面，分析表明当距离达到 2km 的 BS 天线高度达到 273m 时，则 COST 231-Walfisch-Ikegami 模型表现良好。根据这些研究结果（见参考文献［KüFW96］）可以对混合传播模型定义一个可供选择的规则设置。

UMTS 网络，尤其是即将出现的由 WLAN 和广播部分等组成的混合网络（见 9.2.4 节）包含一个变化多端的扇区，该扇区的覆盖面积为从单纯的室内系统到大型伞状小区的部署。因此一个应用于这类网络的自动规划预测模型必须覆盖所有的可能部署的扇区和操作环境。因此自适应传播模型是必需的，它能够自动选择传播模型的组成部分。在参考文献［KEGJ03］中一个全自动和自适应选择传播模型的总体框架已经发展到需要考虑不同的部署扇区（宏观的、微观的和室内小区），并且对不同可用分辨率的数字地形数据库范围内的预测提供转换模型。基于这一框架，一个模型的具体实施可以采用来自参考文献［KüMe02］的传播模型组成部分。对这种多环境无线预测的关键问题是对数字地形数据的正确表述和处理。这个问题有两种处理方式。参考文献［KEGJ03］中提出的方法主要是处理数字地形模型各区域的转换方面，各模型有着不同的分辨度和粒度。这对于位于不同区域 Ai 的小区之间完整的干扰计算非常重要，如图 9.1 所示。A1 的典型数据由 50～200m 可用分辨率的数字地形高度和土地利用数据所组成。通常这些数据可用于整个国家或网络。A2 数据包含了数米分辨率下的详细建设数据。这两个方向的过渡基本上通过地形轮廓向量的转换得以完成。为防止从 A2 到 A1 的一般建筑物的转换，将建筑物的位置设置到那些轮廓矢量上，在这些矢量中，A1 的土地利用种类是城市类型。

对于其他方向的过渡采用统计数据库的概念。这样的统计数据库包含了 A2 中的一

组光栅层，与A1有相同可用分辨度的数据，该数据包括建筑物高度、街道宽度等来自于详细建筑物的数据的平均值。在通用坐标系中最佳调整户外地图数据和3D建筑模型的重要性是参考文献［CoLA03］的重点内容。户外地图数据由描述建筑物轮廓的封闭式3D多边形和包含地形高度的光栅层组成。这个数据的分辨率可精确到数米并且其高度大约可精确到1m。3D建筑物模型包括了由架构师设计的单个建筑的更加详细的数据，这些可利用的数据可用于论文中或CAD文件中。在这个数据中所有分区的位置和宽度一般是给定的，并且精确度高达几厘米。关于如何调整这两个数据集以便在单一的多环境预测中使用，参考文献［CoLA03］给出了一个程序，该程序支持室内和室外环境中不同无线电系统的联合分析。举一个例子：在一个4层建筑物里的WLAN分布式发射机和位于为微小区站点中的UMTS BS的联合规划结果在这个建筑物的附近被展示出来。

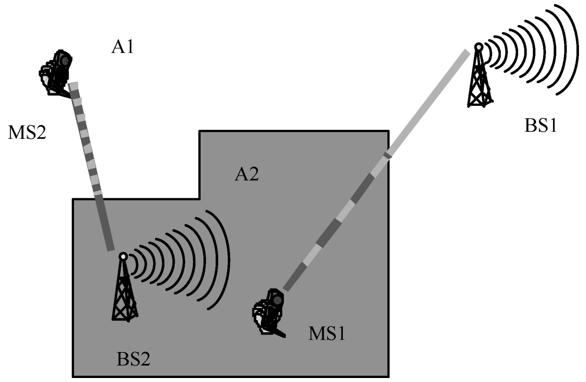


图9.1　不同分辨度和粒度下的数字地形模型（BS和MT之间的地形轮廓）

为了允许这样的分析，预测模型必须结合无线传播到建筑物内。Martijin和Herben（见参考文献［MaHe03］）目前通过对坐落于海牙的4座办公大楼进行信号强度测量从而得出结果，办公大楼被一个GSM 1800频段的室外BS所照射，该BS的天线高于屋顶。从这些测量中我们可得出有关信号衰减和不同楼层之间变化程度的主要特点。然而在较低楼层中的大型波动服从对数正态分布，它表明了大型波动出现在多层建筑物较高楼层中可见和不可见区域内的平均信号水平之间。这就导致在楼层高度之间产生了非线性关系，并且在底层产生了额外增益。类似的结论也已由Kürner和Meier（见参考文献［KüMe02］）得出。基于这些发现，他们提出了一种建筑物穿透方法，该方法可被扩展用于室外传播模型，此模型采用高分辨率建筑数据。用此方法接收的地表信号电平来自于建筑物附近像素的室外信号电平。高层信号电平的计算基于一个简单的高增益经验模型，该模型由大量的测量活动获得，以防止BS和建筑物之间不可视范围的存在。如果BS和至少部分建筑物之间的可视范围存在，我们将会使用一个更加先进的半经验方法。第一个通过测量得出的验证是我们所希望的结果。

作为网站配置优化的一部分（见9.2.4节），需要对各区域配置中不同的天线类型、安装高度、方位角和倾角进行评估。用高精确路径损耗来预测多种可选配置是繁琐的一代，这一代既不实际也不必要。参考文献［EFFG03］提出一种方法，该方法可以从已提出的路径损耗预测来得出特定天线的路径损耗预测。这种方法对于城市环境中多路径信号的应用尤为重要，该信号可以由耗时射线跟踪的预测模型得出。在其他方面，现已存在一种根据天线高度变化设计的插值方案和一种能够建立横向和纵向3D天线图

的新型启发式方法。尽管该方法只提供了路径损耗预测的近似值，但是将它应用于自动 RF 优化算法中已足够精确。

更多有关 COST 273 的传播模型的详细阐述在 4.3 节中可以找到。

2. 通信建模

经 Ruiz 和 Olmos（见参考文献［RuOl01］）证明 UMTS 规划中最初的通信范围是至关重要的。通信地图是由假设 4 个不同服务器中通信密度一致得来的，服务器存在于 3 种不同环境中（城市小区、农村小区和重要公路或铁路范围的小区）。现已通过静态多服务模拟器模拟出上行链路。其中一个主要结果为当考虑到多服务业务时，覆盖范围的减少量会被监测出来。研究人员所得出的结论是，对于不同的服务来说通信密度的良好估计是至关重要的。此外也介绍了一种通信地图中更现实的基于像素的方法。在参考文献［KüHe05］中 Kürner 和 Hecker 通过一个真实网络的操作维护中心（Operation and Maintenance Centre，OMC）来比较不同的模型，从而能够得出基于像素的通信和移动地图。通信模型以详细的地理数据（人口数据、街道网络、土地利用等）为基础。尽管研究人员将重点放在与本地区域规划相关的参数上，这项工作仍被认为是朝着更先进的通信和移动模型发展的第一步。尤其是现已观察到连接模式下的交接数据和空闲模式下的本地更新数据存在着强烈的相关性。此外，它还表明像 MOMENTUM-Traffic 模型这样复杂的建模方法能够提高通信预测的准确性。参考文献［ReVe03］和［VePa04］中讨论了能够解决移动多媒体业务通信建模问题的新方法。基于 IST 的部署扇区的精确度-增强型 UMTS 接入和核心网络仿真器-IST Project（SEACORN）来预测长途通信系统能力的结果适用于蜂窝网络规划，其目的通过宏观模型可实现。它允许不同系统能力之间的比较，像 GSM/GPRS，UMTS，根据加强每 km^2 的数据传输速率来增强 UMTS 和移动宽带系统。通过这一比较可得出，依据每 km^2 的数据传输速率得出的定律与摩尔定律越来越相似。

9.2.2　无线电参数规划

由于 UMTS 网络中容量规划和覆盖面积规划不能分开。因此，无线电参数规划方面已经被考虑进覆盖面积规划的步骤中。UMTS 网络试运行阶段中覆盖面积和容量的规划方法在参考文献［LaWJ02］中会有介绍。规划工程开始于最初的站点密度估计，该估计需要考虑到上行链路和下行链路的预算数据。在这一阶段中，无线链路预算（Radio Link Budget，RLB）的干扰幅度会考虑到 3G 网络中容量-覆盖面积的均衡。覆盖面积有限的网络性能可以通过提高任何 RLB 项目来加强。通常可以通过引入更高的传输量，高增益桅顶放大器（Mast Head Amplifier，MHA）或者改善多样性解决方案来实现。最初的基于 RLB 的覆盖面积规划可以通过以网络演进期间以通信发展信息为基础的容量分析来微调。在这种分析中干扰控制是至关重要的一步。通过无线网络规划实现这种分析的典型手段是选择适当的天线参数。这其中包括选择天线类型，天线的主要方向，扇区类型，尤其是天线倾角。图 9.2 展示出了干扰对天线倾角的影响。此外，了解哪些链路被限制，以及是容量还是覆盖面积被限制也是很重要的，以便选择正确的性能增强方法。例如，在一个容量有限的扇区中增加 BS 的发射功率的能力是有限的。

一种由 UMTS 仿真器生成输入数据的替代方式被 Ruiz（见参考文献［RSAG03］）等人提出，Ruiz 基于对 3G 网络部署中 GSM/UMTS 共址技术的假设提出这种方式。这意味着从 GSM 网络提取出的实际数据可用于优化 3G 规划和 RRM 问题。因此与理论模型不同，3G 规划仿真工具已经从真实环境传播和移动的可用性以及通信的时空分布中得以发展。参考文献［RSAG03］中提出一种工具用于研究真实城市扇区内 UL 和 DL 容量的导频功率和 AS 参数的作用。结果表明，当增加 AS 尺寸并且相对较低的窗口增加到 AS 尺寸的 3 倍，同时一个窗口尺寸高于 3dB，对于 UL 来说始终存在一个绝对容量增量。当扇区内所有 BS 的发射具有相同的 CPICH（通用导频信道）功率，这种情况下的绝对增益是最佳的。DL 对于 CPICH 值非常敏感，并且当增加导频功率和 AS 尺寸时 DL 容量会快速下降。结果发现对于 UL 和 DL 来说 AS 的最佳配置是 AS 尺寸为 3。

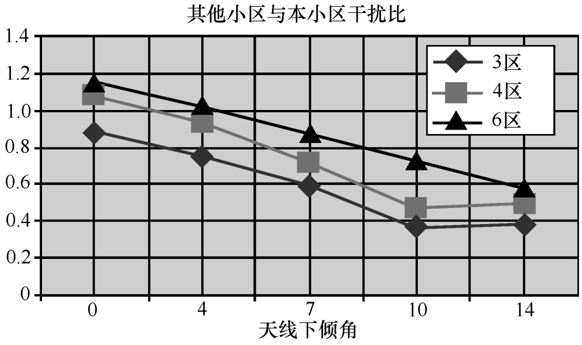


图 9.2　干扰对天线倾角的影响（从干扰角度看，所有的配置都具有最佳的天线波束宽度）

一旦 UMTS 网络运行起来就要不断地进行监测和优化。Laiho（见参考文献［Laih02］）解释了蜂窝网络中控制层的优化循环并且强调它在覆盖面积-容量均衡管理中的重要性。因此研究人员引出了在网络管理系统中运行的统计优化循环。此功能改善了单个小区或小区簇中配置参数值的非优化设置。在准入控制例子中此功能增加了网络容量，尤其是当操作员谨慎地将目标值设定为低电平来确保所要求的质量时。其他潜在区域中的控制层可实现软切换优化和系统之间/系统内部的通信平衡。从参考文献［Laih02］所示结果得出的主要结论是，研究人员所提出的统计控制层通过比较默认设置和手动优化从而提高系统性能。

Ortiz（见参考文献［Orti02］）用便携式 UMTS 无线坐标介绍了一种方法，此方法结合了从真实环境到无线网络规划中的传播、覆盖面积和网络性能。UMTS 无线坐标通过辐射 UMTS 参考信号模拟出基本节点 B，该信号通过联合导频信道、同步信道和广播信道而生成。它可以使覆盖面积的测量在网络部署之前完成，同时也允许比较导频电平，模拟干扰以及对用户设备同步过程进行测试。这种测量对于传播和干扰特性极难仿真的城市和室内环境来说是极其有益的。

9.2.3　自动规划算法

本节阐述了自动 UMTS 无线网络规划的原理和方法。重点锁定在节点 B 位置的预操作规划和节点 B 的天线配置（假设大多固定扇区数量）。此外本节还将讲述网络调整操作。更多有关对 UTRAN 性能的评估将在 9.4 节介绍。

1. 上行链路干扰估计

UMTS 网络中的上行链路干扰通常用所谓的“频率复用因子”F 表示。这一因子被定义为单个小区所产生的干扰同整个干扰之比（小区内部和小区之间的干扰和）。考虑到业务分布，一个良好的 F 估计是必需的，因为它可以取代传统意义上小区间干扰仅为小区内部干扰一小部分（见参考文献［HoTo02］）这类小区尺寸的假设。Heideck，Draegert 和 Kürner（见参考文献［HeDK02］）从估算一个（全方位角）小区上行链路干扰耦合值推导出两个公式，并且它的头两个邻近阶层位于一个六边形网络中（报告指出，较高阶层对中心小区没有明显干扰）。该公式通过对各种业务使用蒙特卡洛仿真方法得出。式（9.1）通过假设业务均匀分布在每一阶层得出，但是不同阶层之间可能会有所不同：

$$F = \frac{1}{1 - 0.0005T_0 + \dfrac{0.530T_1 + 0.155T_2 - 0.409}{T_0 + 2}} \tag{9.1}$$

参数 T_0、T_1 和 T_2 分别代表中心小区（T_0）业务、第一阶层（T_2）内的小区（T_1）业务，和个别第二阶层小区业务。大量仿真表明，最大估计误差低于 5%。式（9.2）通过引入由基于分段耦合个别第一阶层和第二阶层的系数函数得到的 μ 和 ν，表明了干扰大多是由于移动手机靠近中央小区的边缘而引起的：

$$F = \frac{1}{1 - 0.0005T_0 + \dfrac{0.530\mu T_1 + 0.155\nu T_2 - 0.409}{T_0 + 2}} \tag{9.2}$$

式（9.2）的预测精确度为 6%。

2. 上行链路中单次快照模型的比较

Amaldi、Capone 和 Malucelli（见参考文献［AmCM01］）提出了可以优选节点 B 位置的离散优化模型。该模型将 SIR 看作质量指标并且他们所考虑的特定功率控制机制的详细程度不同。这些模型通过假定一个固定干扰电平来对功率控制进行建模，从而改进了研究人员的前期工作。最简单的模型规定所有用户都分配一个节点 B。节点 B 可以服务到的用户数量是明确限制的（每个用户必须接收一个预定义接收功率，并且小区内部和小区之间的干扰率是固定的）。该模型的目的是最大程度地减少节点 B 的安装费用以及用户与为其服务的节点 B 之间的距离。在第二个模型中，小区内部和小区之间的干扰率不再假定为固定不变，而是随用户位置的变化而不断变化。在第三个模型中，基于 SIR 限制的小区的实际负荷是被监测的。节点 B 所需的接收功率取决于干扰量。研究人员为节点 B 位置的优化选择描述了贪心和禁忌搜索（Taboo Search，TS）算法。不同的模型和算法通过结合“现实”规划的例子来进行比较。TS 所得到的结果可以与通过一个遵循短 TS 的贪心方法所得到的结果进行比较，但是 TS 仅需要较少的运行时间。第一个优化模型变得过于简单化。第三个模型（基于 SIR）得到最便宜的解决方案，但是需要比其他模型付出更多的努力。

3. 上行链路和下行链路的单次快照模型

Amaldi 等人（见参考文献［ACMS03］）为了能够得到最大化的覆盖面积和最少的

费用提出了一种能够定位和配置节点B的数学规划模型。所有的节点B可被认为能够对3个120°扇形区域进行服务，加在一起就可得到一个全方位的辐射模式。扇区方向通过优化方法所支配，不同的天线倾角则不予考虑。上行链路和下行链路的优化模型可形成通信链路并且导频信道也要考虑。非均匀业务分布通过不同的服务需求测试点（举个例子，一次通信快照）被模拟出来。从而研究人员提出了用于解决优化问题的贪婪随机自适应搜索程序（Greedy Randomised Adaptive Search Procedure，GRASP）算法和TS算法。计算结果通过结合了“现实”多服务扇区而被报导出来。研究人员介绍了应用于两个阶段的TS的模型从而大幅度的减少整体计算时间（需要考虑50%的因素）。第一个阶段中，上行链路的简化模式用于决定第二个阶段的开始方案。最后一个阶段则基于完整的模型。

4. 上行链路和下行链路的多次快照

Eisenblätter等人（见参考文献［EKMA02］）介绍了能够优化定位配置节点B的模型，同时也包括区域选取、天线安装高度、类型、方位角、电子机械角。该文包括了对技术背景的详细讨论，并且解释了竞争规划目标和网络性能仿真的普遍方法。这项工作的主要任务是提交一份详细的混合整数规划模型，该模型能够允许获取异构多服务业务中的网络覆盖面积和容量。该模型用于上行链路和下行链路的通信链接、导频信道、有限的下行链路代码预算、上行链路中有限的最大化干扰、减少软交换条件下的SIR需求、节点B和用户所需求的容量等。多次快照用于测试可实现覆盖面积和容量目标的网络设计。没有特定目标函数的定义，但定义了可选目标和应用模式。该文所提出的模型很难解决先进的数学编程技术中所出现的问题，但在简单模型和专业技术的解决方案中可被定义为一个参考点。

5. 数学规划中现实的网络规划

基于先前段落对模型的描述，Eisenblätter等人（见参考文献［EFGJ04］）得出两个成果。数学规划中的这两个案例被描述为用于解决综合性数学模型问题，数学模型用在小的并且/或者被简化的规划任务中。小任务的解决方案结合在一起从而得出整体优化结果。在另一个研究路线中，本地的搜索程序用于获得全面模型的启发式解决方案（参考文献［EFFG03］会进行详细阐述）。数学规划以及启发式程序的应用运用于海牙（见参考文献［EGKT04］）和柏林商业区的实际规划扇区中。混合整数规划问题的解决方案需要更多的站点和小区但会得到更好的网络覆盖面积和质量。

6. 基于平均业务负荷调节真实网络

基于快照的网络优化有一个重大缺陷。即使拥有真实的异构多服务业务网络性能统计数据，也需要进行大量的蒙特卡洛仿真。需要网络设计可靠优化的快照数量甚至更大。上文提到的全面优化模型的有效解决方法也最多只允许10个快照。Eisenblätter（见参考文献［EiGe04］）和Geerdes（见参考文献［EiGe05］）提出了一种新型的优化模型而不基于通信快照。最新的由线性方程系统得出的网络上行链路和下行链路小区负荷特性被平均业务分布的快照所扩展出来。以平均为基础的性能评估作为多快照分析网络的代理，明显加快局部搜索方法。此外，一种数学优化模型（称为矩阵设计）被描述为可以设计一类网络，例如该网络可以获得良好的小区耦合矩阵（线性方程系统的

核心）。计算结果通过 3 个动量区域海牙、柏林和里斯本给出，见网址 http：//momentum. zib. de。我们的任务是优化给定网络中所有天线的倾斜角（电子和机械）。从本地搜索和从解决矩阵设计模型中得出的结果在解决方案的质量上可进行比较。这些结果明显胜过从基于快照的优化方法中得出的结果。

7. 自动重构一个运行网络

Sharma 和 Nix（见参考文献［ShNi02］）描述了“状况认知”功能并且解释了如何在节点 B 中纳入情报才能完成无线网络规划。这个功能通过自动重规划过程可以允许维持一段时间的最初网络设计。无线资源通过优化网络设计可以被更加高效地使用。因此，变化的传播环境或业务强度可以触发对覆盖面积的重新配置。这种监测基于节点 B 和移动测量。研究人员建议这种理念的实际执行要适应经过（中央）遗传算法的天线波束方向和导频功率。这几个例子证明了该方法的实用性，例如在扇区配置（自恢复）失败后重新配置或部署新的节点 B。为此我们在上行链路和下行链路性能方面对重配置的作用进行了讨论。

9.2.4 可选择的基础设施解决方案

UMTS 无线网络为网络运营商提供了大量的不同服务和数据传输速率。一系列问题已经被查明，这类问题是很难用传统方式解决网络构架建设的。这种情况促进了大量不同的可选方法的发展和建议，以致建议一个网络或结合不同的空间接口技术。一些这类方法也已在 COST 273 中提出。

这些可选模型之一也就是用 UMTS 标准下的 TDD 模式。目前经过部署的 UMTS 网络使用 UMTS 标准下 FDD（频分双工）模式。虽然通信频谱已经分给许多网络运营商，但是 TDD 模式仍然没有使用。在 COST 273 中，Butler（见参考文献［Butl02］）重点解决了规划 UMTS-TDD 网络时最关键的一些问题，该网络出现在诸如干扰有限的室内环境的操作系统中。

UMTS 网络中另一种转出策略是在不同的运营商之间共享网站。这在成本方面拥有一定优势并且减轻了寻找足够合适站点的问题。除了这些相对来说非技术性的利益之外，网站共享还有助于减少相对干扰的问题。特别是在人口稠密的城市地区需要大量新的站点。结合每个运营商不同的少量载波（一般两到三个），很可能不同的运营商在相邻载波之间进行传输导致了高业务密度地区之间的相互干扰问题。Grazioso 和 Varini（见参考文献［GrVa01］）已经着手调查这个问题，他们用动态仿真器表明了如果运营商共享站点，则他们根据相互之间的干扰会获得利益。除了这个更普遍的结果之外，一些更加有趣的方面通过详细的分析凸现出来。通过考虑到均匀平等的业务密度中两个运营商的负荷，共享网络根据几条质量标准有着显著的提高：阻塞概率和丢弃概率，用户不满意度和噪声恶化量。当考虑两个运营商的小区内不平等业务水平负荷时这些优势甚至更加的明显。一个最大化的利益可以从 DL 和高负荷运营商中观测出来。此外仿真结果显示网络共享配置对影响发射机或接收机的故障或失败更具弹性，从而造成了邻道泄露比（ACLR）和邻道选择性（ACS）的减少。

当许多位于同一小区的用户在同一时间访问相同内容时，纯蜂窝网络的另一个缺点

就会暴露出来。在这种情况下一个蜂窝网络（点对点）结合一个广播网络（点对多点）是有益的。在 2004 年 DVB-H（数字视频广播-手持）被引入到可接收数字视频的移动手机上。参考文献［UnKü04］和［Fusc04］分别描述了 DVB-H 的不同方面。Fuschini（见参考文献［Fusc04］）研究了城市和郊区 DVB-H 同频转发器的使用。结果表明由于建设性地结合了单频网络中多个有用信号，一个覆盖率令人满意的便携式接收机可以通过在传统的规划网络中加入足够数量的发射机来实现。这种解决方案的进一步优势是有意图地减少发射功率，更合理的资源管理（将额外的发射机使用在他们主要需要的地方）和与 3G 蜂窝网络更容易的结合从而导致了广播网络结构的广泛传播。经过 Unger 和 Kürner（见参考文献［UnKü04］）对扇区的调查，这种结合被认为是为了无线规划 DVB-H/UMTS 混合网络。在这一调查中在数据传输速率和业务流量的基础上定义了混合网络增益参数。这个增益用于描述混合网络的利益并确定 DVB-H 小区的位置和尺寸。来自柏林包括典型单播和广播服务的动力公共扇区中的 4 个通信区域已经用于仿真。对于扇区中已经拥有扇区广泛分布的 DVB-H 用户，大型全球小区应该被使用，而覆盖这些地区的局部有限 DVB-H 使用领域应该被使用。由此产生的其中一个扇区的 UMTS 小区去除负载过程在图 9.3 中描绘出来。

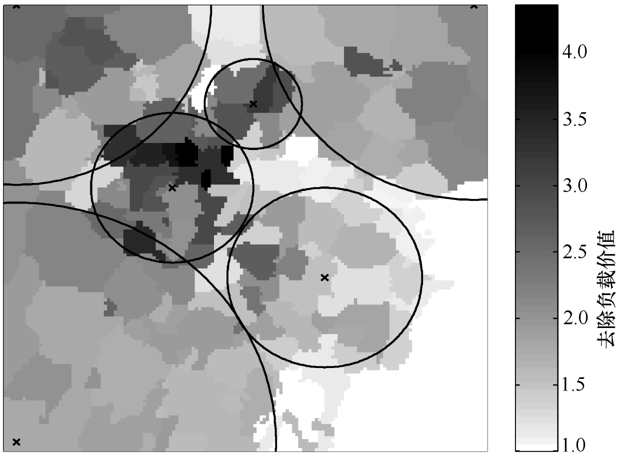


图 9.3 去除负载 UMTS 小区系统时使用混合 DVB-H/UMTS 网络

9.3 UTRAN 优化与无线电资源管理

9.3.1 软切换和选址多样性传输

UMTS 允许两种可选方法来执行宏分集：当多业务链接为暂时活跃在 MT、AS 和 SSDT 中所有基站之间时使用标准软切换（Soft Hand Over，SHO），基站中只有最好的服务器才能传输通信数据到终端，同时在 AS 中的所有其他的基站只保持 DPCCH 是活动

的，同时没有功率用来传输数据到终端。

这两项技术的性能受多个参数的影响，包括：

1）AS 尺寸，显然要与 SSDT 其中之一相等并且比 SHO 其中之一大；

2）门限，基本包括基站进入到 AS 中和从 AS 撤离；

3）测量窗口，用来决定基站进入到 AS 中和从 AS 撤离。

此外上述所有参数不能由用于所有情况的绝对优化值表示出来：相反，它们的值应与表现蜂窝布局（小区半径）、用户移动性（如车辆/行人用户的分数超过总数）、环境（杂波、建筑物高度、街道宽度等）的主参数相适应。

在 COST 273 中上述议题可提高利益，COST 273 中的几个临时文件用于这些技术，以评估它们的表现和与其他优化技术进行相互间操作。由于这个原因，它们也将出现在本章中其他小节中。

参考文献［CRBR02］中提出的工作重点是 SSDT，将它应用在有着 19 个小区的六边形小区布局中，例如一个中心小区和两个完整的包围层。作者通过分析推导出每个 BS 能够进入到给定位置的移动 AS 概率，同时进行以 SIR 为基础的功率控制。

这项研究在 DL 中进行，通过对小区之间和小区内部干扰进行评估，DL 允许计算出每个像素的 E_b/N_0 值和最终的其他输出例如最低需求链路功率、传输码数量（例如小区容量）和需求码数量（例如资源）的 E_b/N_0 值。

这些输出值通过 SHO 冗余函数和其他变量函数像业务调配、小区半径、用户空间分布、路径损耗指数、阴影标准差和相关性等计算出来。因此，对 SHO 冗余优化值也可计算出来。图 9.4 展示了对于小区半径函数的系统容量：我们可以观测到 M_{SH} 的最佳值一般为 5 ~6dB。

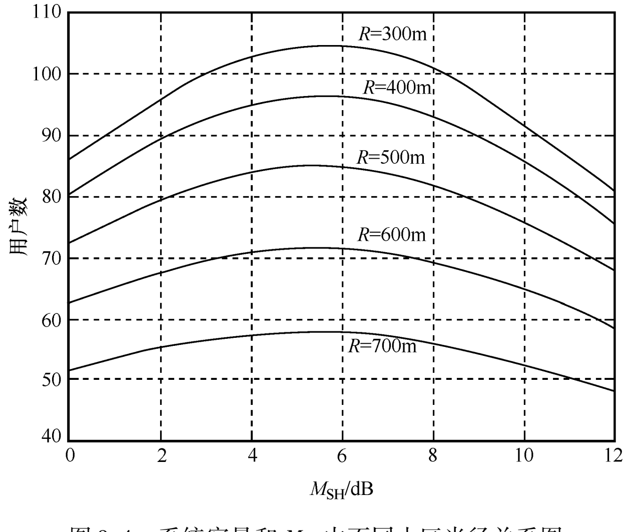


图 9.4　系统容量和 M_{SH} 中不同小区半径关系图

在上文中提出的这些以及其他结果表明了 SSDT 是如何允许容量提高的，但是优化软切换冗余和信道元素数比有 SHO 文件标准得出的值要高。

类似的扇形区域下，参考文献［BaMV03］（文章中可以找到扇形小区的扩展模型）的作者将 19 个六边形小区结合起来。文章中对 SHO 的 DL 容量能力进行了讨论，从而扩展了模型并且在参考文献［PiVe02］中也已给出了结果。

在这项研究中主要的优化参数为 AS 尺寸和 SHO 冗余 M_{SH}，普通用户为一个均匀分布，而且对每个用户的 E_b/I_0 进行估计，同时也考虑到了 SHO 的作用。集合了 BS 的各个链接的 DL 发射功率，同所有 BS 的 AS 所提供的 E_b/I_0 值是一样的。

小区容量通过计算整体 DL 发射功率来估计，同时数值的维持仍然低于它的最大值。通过蒙特卡洛方法得出位置的用户增加了一个又一个直到达到它的限制功率为止。系统采取几个这样的快照方法以便获得可靠结果。接收服务的用户数量决定了小区的容量，这些用户可以从基站中最好的服务器观察到。

图 9.5 展示了干扰小区中用户数量可作为 SHO 冗余各种 M_{SH}最大 AS 尺寸值的函数。

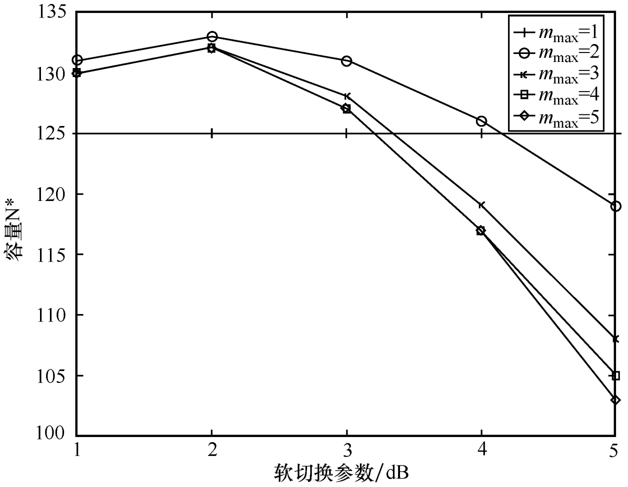


图 9.5　BS_1 用户数量 N^* 和全方位系统中 M_{SH}的 m_{max}（=1，2，3，4，5）关系图

从图中我们注意到当 AS 大小为 2 时，轻微降级 AS 尺寸 >2，同时 SHO 冗余的最优化值为 2dB 时我们可以得到最大容量。如果冗余增加到 4dB 或者更多时，容量就会比图中水平线代表的 AS 尺寸 = 1（例如没有宏分集时）时要低。这证实了先前的言论，例如 SHO 中的 M_{SH}优化值比采用 SSDT 时的值要低。

参考文献［RuGO02］中评估了系统容量中的 AS 尺寸的作用，此系统容量再次只考虑 DL。本研究所分析的参数是 AS 尺寸和 SHO 窗口尺寸。AS 尺寸的最大范围从 1 ~3，同时 SHO 窗口可以是 3dB 或 6dB。给定 BS 中 AS 集合包的决策是根据 E_c/I_0 提出的。快速的功率控制算法由模拟器来实现。

系统容量被定义为当其中一个小区有大于 5% 的 UE 时所能提供的通信（例如，需要比每个链接所允许的 DL 功率的最大值还要大的 UE）。

通信设备均匀分布在服务区域中，并且作者考虑了不同的环境：农村、城市中的车辆用户和城市中 60% 的室内用户。

对于每个通信系统大量的快照可以确保结果在统计上的可靠性。该工具可研究几个输出值，即：容量、DL 负载因子、UL、UE 根据宏分集状态（AS 尺寸 =1，2 或 3）的分布情况，SHO 用户百分比，BS 和 UE 发射功率的分配。

图 9.6 显示了城市和农村环境中的系统容量。我们注意到当 AS =2 而不是 1 时系统容量有一个显著的增长。随着 AS 尺寸（2 ~3）和 SHO 窗口（3 ~6dB）的进一步增加，只有城市环境才有明显的改善。

作者得出的主要结论是，通过选择合适的 AS 参数，最佳情况下容量增加到 4% 左右是可以实现的。此外，当 AS 尺寸增加到大于 2 时就不会产生明显的优势了。

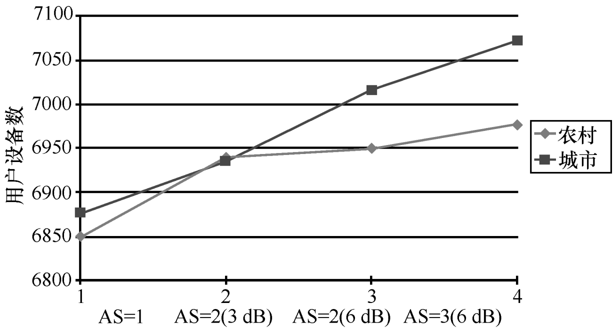


图 9.6　总体环境容量（不同 AS 参数下的同步语音移动终端数量）

参考文献［GrBa03］中对 AS 参数进行了另一项研究。此项研究工作由静态和动态 UMTS 网络仿真器来完成。作者们评估了控制 ADD/DROP 集合包阈值参数的作用同时输出了进入到 BS 或从 BS 出来的给定通信设备中的 AS 值：需要考虑接收功率值（名为 ADD 和 DROP 阈值）的阈值和时域（ADD_DELAY 和 DROP_DELAY）中的阈值。

此仿真由 12 个安装了全向天线的 BS 组成的正六边形布局实现，将小区半径设为 500m，同时分布在服务区周围来避免边缘影响。用户均匀分布在服务区中并且服务数据串流为 144kbit/s。

由功率阈值的分析得出最佳的 ADD 阈值为 3dB，对 DROP 阈值只有轻微的影响。图 9.7 表明了丢失速率作为一种用户不同门限值的速度函数，由动态模拟器获得。

对上文提到的时域阈值的分析表明了 UL 可以通过小型 ADD_DELAY 和大型 DROP_DELAY 获得最好的结果，同时由于 SHO 中太多的用户浪费了资源使得 DL 的情况发生了改变。这时将会考虑一个权衡。

上文表明阈值可以影响 SHO 的一小部分用户，这些用户应该被控制起来。如果 SHO 中的用户过少则一个用户也许会在增加一个新用户之前丢失他所有 BS 中的 AS。另一方面，当 SHO 中有太多的链接时，这意味着在一个不理想的环境中一些资源会被浪费，同时没有其他可用的呼叫服务。

9.3.2　基站参数调整

随着 3G 网络的推出，无线网络规划也越来越复杂。网络的覆盖面积和容量也紧密结合在一起并作为一个整体来对待。此外，新型的更加复杂化的 RRM 算法和 WCDMA 系统的应用意味着无线网络规划将会产生更大的变化。

其中最重要的参数是 BS 参数，此参数表明了对网络容量的重大影响，例如：天线

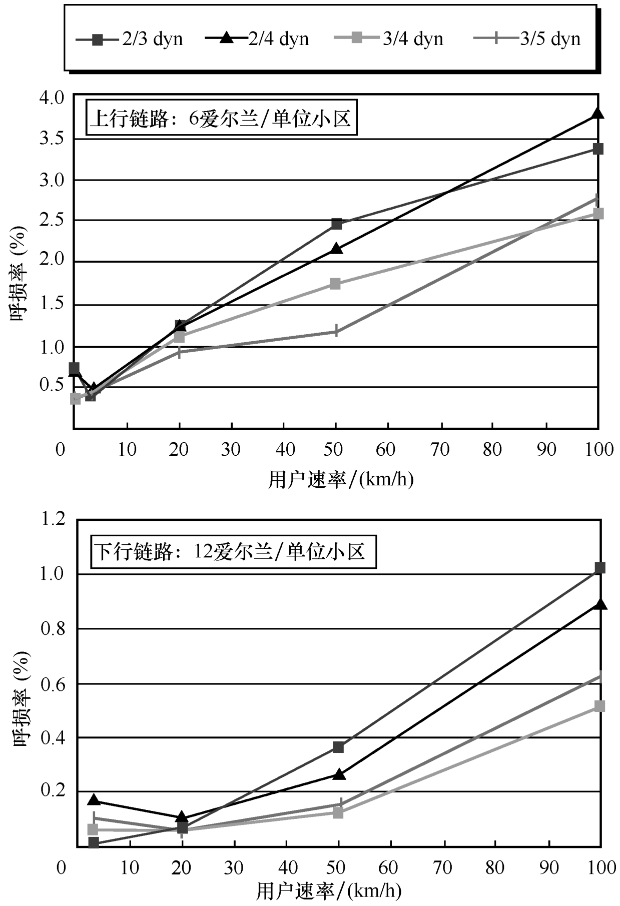


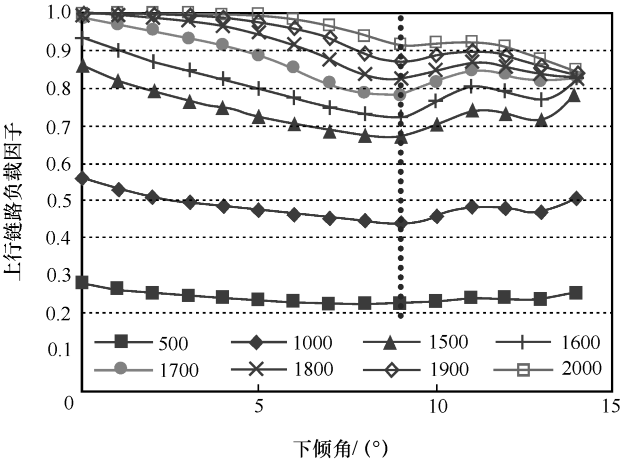
图 9.7　呼叫失败概率：影响 ADD/DROP 的阈值（所有分贝值）

的物理设置（高度、倾角、方位角和天线模式）、每个网站的扇区数量、天线类型（常规或矩阵）、公共控制信道的分配功率和 SHO 政策。这些参数是可以配置的并且有助于控制操作系统。不幸地是，它们在非线性方式中是与系统高度相互依存和作用的。因此，它们的优化调整不是一件很容易的事。由于高效的网络规划是至关重要的，因此研究人员提出了不同的方法来实现高效或准高效的网络性能。

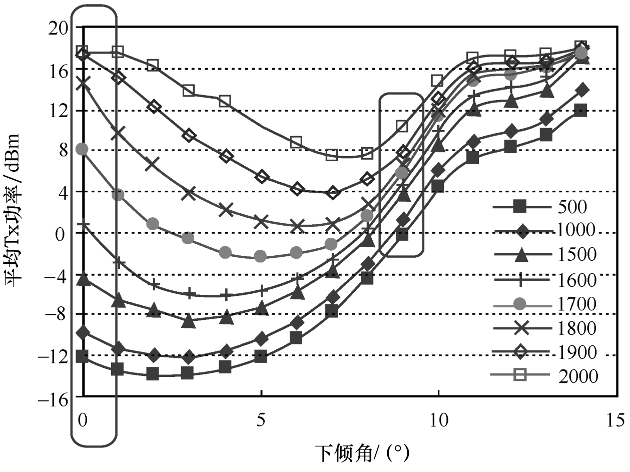
作者在参考文献［GRHO04］中解决了 UTRA-FDD 系统框架中天线下倾角的调整问题。这些方法在网络容量和 RRM 参数方面的作用通过一个静态方式系统级别的仿真器来评估。

由于天线下倾角的增加，UL 负载因子（η_{UL}）和 UE 发射功率（P_{TX-UL}）可以减少到最低限度。在 η_{UL}情况下，这个下降趋势可以用一个更好的区间干扰隔离来解释。所需功率也会下降，但是它的最小位置将取决于两种作用的结合：与主瓣辐射方向有关的用户位置和自身的 η_{UL}值。因此，对于个人用户优化下倾角与整个小区的优化值不一样。最小位置将会和高度负载小区相一致。

如果我们提出最小 P_{TX-UL}，则用户将会存在于一个临时最佳情况中的不稳定点上。系统的细微变化意味着所需功率的急剧变化并且最佳情况也将消失。越接近 η_{UL} 的最小值，P_{TX-UL} 变化得越少。系统显示一个更加稳定的性能，但是就另一方面来说，UE 必须拥有更大的发射功率，如图 9.8 所示。因此，固定下倾角将会导致系统性能的快速下降。自适应和远程电子下倾角产生了一个有趣的选项。这将会导致容量增加或者用户需要更高的 QoS 服务。



a) 上行链路负载因子



b) 上行链路传输功率

图 9.8 UL 负载因子的评估以及 UL 平均发射功率与下倾角的关系图

对于导频功率的调整，参考文献［GaRO03］提出了一种基于模拟退火全球最佳网络性能的技术。导频信号的修改可以平衡通信业务。UE 专注于将功率发射到小区中，此小区需要较小的功率，因此容量会增加。

为了解决这个问题，它被定义为一种资源分配。也就是说一系列可能的导频功率已

经被分配到 BS 中以便优化路由（训练）函数。由于所有 BS 的 η_{UL} 在共同的减少，作者提出将全部 UL 功率和的最小值作为一种适应较低计算需求的路由函数。作者也提出了关于可能的导频功率范围和最大用户比的不同限制不能到达 E_b/N_0 目标。该算法评估了不同导频功率组合下的网络性能同时当提高当前路由值时此算法也能接受一个新的解决方案。不像简单的本地搜索那样，该算法探讨了没有直接陷入局部最小化空间的解决方案，因此朝着更坏解决方案发展的运动会拥有一个确定的概率。

该仿真通过一个现实的 UTRA-FDD 系统级别的仿真器来实现，该仿真器基于 GSM 网络中真实的衰减测量。结果表明该算法能够找到导频功率集合包，集合包能够体现系统中所有小区的负载因子（平均差和标准差）的下降。另一方面，从运行时间来看也能看出它的主要缺点。然而，在通信模式在一天内和一周中不同星期内是重复的这一基础上，系统在那些尤其是不同时期中是被监控的。

前面章节的工作将重点分别放在导频功率和下倾角上。另一方面，参考文献［GeJN03］，［GJCT03］，［GJCT04］提出并比较了调整参数的两个算法。

同样，一个训练函数可被定义为代表优化目标，此目标为在这种情况下的接收服务的用户数量。此外，也引出了一个确定目标的服务等级（Grade of Service，GoS）值，并且当这个值明显超出范围时系统将增加新的用户。GoS 定义为接收服务的用户数量除以现有用户数量的值。

参考文献［GeJN03］中提到最初基于规则的机构被发展起来。不同的规则在自我优化之前就被定义了，有些得出导频功率的减少量，有些则得出下倾角的增加量。这些调整是合理的，因为它们意在使导频污染和区间干扰最小化。下限也必须定义出来以保证覆盖面积。

一旦这些工作完成，优化过程将从确定的初始网络配置开始运行。所有不同移动服务业务的小区是按顺序进行评估的，并且它们的导频功率和倾角是可以交替修改的。每个规则反复运行，并且可以在任意时间接收较坏的结果。然而，当推进到下一个规则时，最好的结果也常常被采纳。随后，这种方法通过对模拟退火的修改逐渐演变出来。具体而言，新的算法在一个确定的概率下可以接受更坏的解决方案。

结果通过有 25 个站点（每个站点有 3 个扇区）的欧洲城市扇区来获得，站点中有 9 个被优化。这两种方法都意味着容量的增益；不过，数字结果表明了引入模拟退火改造的便捷性。在这种情况下，通过单纯以规则为基础的方法可实现从 52.2% ~56.3% 的提高。相反，第二种方法大约消耗 20% 以上的时间。

参考文献［GJCT03］，［GJCT04］提出的第三项方案也是对基于规则的方法的进一步发展。主要区别之一是导频功率和下倾角被优化过程联合调整。这意味着这个规则包括对导频功率进行设定的同时也对天线倾角进行设定。

此外，此算法能够检查一个确定小区是负载过重还是正常反应。这个结果由反映 UL 和 DL 小区负载条件的性能指标得出。因此，一个高度负载的小区将会减小导频功率和天线倾角。另一方面，这个方法还可以使那些低用户密度小区的功率和天线倾角增加。因此，这意味着与有关先前能够使负载平衡的算法的一个更大的不同正被研究人员努力研究。

结果表明此方法与以往的方法相比有一个更高的增益。小区中接受服务用户的平均数量在优化之前等于 511 而在优化 50 次快照后为 831。这导致容量增加到 62.6%。另一方面，关于用户分配的优化网络是不太稳定的。接受服务的用户数量标准差已经从 1.48% 增加到 3.7%。关于这些结果的更进一步研究可以在参考文献［Gerd04］中找到。

至此，所描述的方法可以借助优化算法这一手段来解决问题。然而，作者在参考文献［JGKT04］，［GJKT04］中给出更多重要的仿真时间和当前的快速策略以获取合理的初始设置。然后，一旦网络预先优化，这些方法就应该决定是否需要更精细的调整。如果是这样，网络可以借助先前的一个那些需要进一步改善的小区中的算法来进行调整。

第一个机制被提出用来处理天线方位角的调整。它们对于正六边形布局的天线定位是有益的。这个机制被定义为两个阶段，第一个阶段调整 BS 的用户电话设备以便覆盖关键地点，这些点被定义为与邻近 BS 平均距离以上的区域的中心。第二个阶段围绕剩下的站点（同时包含 3 个扇区）以便使网络干扰降到最低。此结果通过分析已经被调整的 BS 位置所得出。这一修改后的阶段独立地围绕着每个扇区。此外，标准也被修改并且引出了一个基于引力的模型。具体来说，如果一个特定区域已经被一个扇区所覆盖，那么它将会产生一个排斥力以减少其他扇区也指向它的概率。

关于天线的下倾角和导频功率，我们也会提供能够降低计算复杂度的机制。当一个最好的服务器分析了小区的优化之后，它就会计算覆盖像素和天线之间的平均估计角。这个平均值根据天线类型被适度分割，由此产生的密码运用在下倾角中。最后，导频功率一个接一个地增加以保证覆盖面积。这些策略可工作在一个像素方式中或直接用于用户分布。

参考文献［GJCT03］所描述的模拟器平台被再次使用并且结果由一个欧洲城市扇区和一个规划工具参考扇区所得出。表 9.1 表明了通过算法得出的容量增益。尽管它们没有达到最佳设置，但是它们快速得到了合理的默认设置。

表 9.1　由参考文献［GJCT03］提出的算法得到容量增益

算　法	容量增益（%）	
	欧洲城市	参照
方位角（临界点）	13.5	4.2
方位角（网站轮换）	5.1	—
方位角（小区轮换）	6.8	—
方位角（临界点 + 网站轮换）	—	4.5
倾角	8.2	10.2
导频	1.6	—
方位角（临界点 + 网站轮换） + 导频	9.8	—
方位角（临界点 + 网站轮换） + 倾角	23.8	12.1

沿着这一部分，导频信道中的功率已经应用于不同的算法中，并且它已经变成了一个关键参数。然而，用于功率管理 DL 通信信道的策略也将对网络的运行产生一个重要的影响。不同的作者通常根据其他以功率控制为主题的论文解决这个问题。有关建议以及它们各自的性能将会在下文进行讨论。

在关于 WCDMA 中 SHO 用户的 DL 功率管理方面，参考文献［Pate03a］比较了 3GPP 中现有的两种算法：

1）常规发射功率控制（Conventional Transmit Power Control，CTPC），目的是通过提供多于一个活动链接的服务来应用宏分集技术。特别是在这项工作中，将会在所有 BS 的 AS 中分配相同水平的功率。

2）SSDT，它意在减少 DL 干扰使得最好的服务器链接每次都是活动的。

这个比较结果通过现实的微型蜂窝电话扇区的动态仿真得出。考虑到 DL 的 E_b/N_0 可以分别固定在 7.2dB 和 6.9dB，用户的会话和流媒体仿真已经可以独立运行。关于 SHO，根据导频信号的接收功率仿真器决定了 UE 中 AS 扇区。最多可包括 4 个 BS，并且将幅度设置为 3dB，也可增加到 4dB，同时也可单独释放一个扇区。将时间触发器设置为 0 因为拐角效应表明了模拟环境中的一个特定的关联。

从图 9.9 我们可以看出用户 DL 质量的降低，两种情况下的速度。这种影响产生的原因是因为功率控制命令不是即时的，并且由于用户调节拐角的 QoS 的突然下降而恶化。CTPC 对于这一影响可以清楚地反映出比 SSDT 要好。在会话服务案例中这种差异甚至更加显著。这是因为连续传输的干扰峰值增大了，而不是因为目前的业务流。此外，

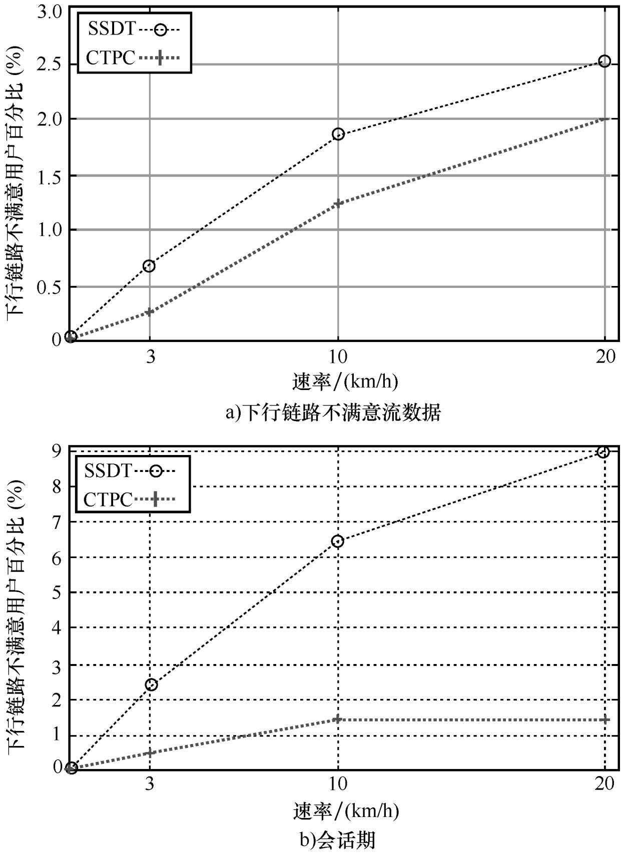


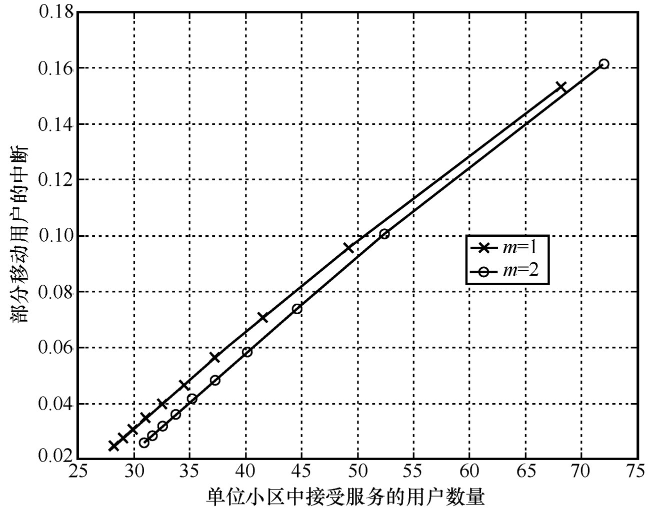
图 9.9　对 DL 平均比不满意的数据流和会话期对用户速率

所考虑的接纳控制算法导致系统在会话业务下形成了一个负载过重的情况。因此得到了更坏的性能。

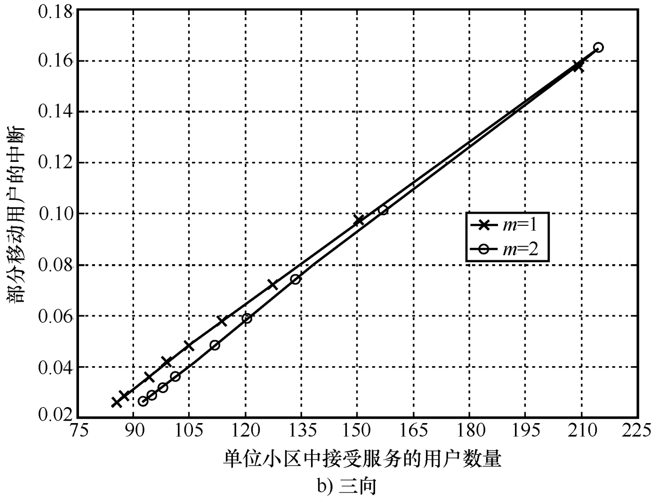
从相同的研究路线来看，参考文献［PiVe02］调查了另一个 DL 功率容量分配策略的影响。在这种情况下，每条链路的最大传输功率部分是被限制的。这种方法被引入到半解析模式中，这种模式表明了小区容量可以作为小区半径和基站 AS 的函数。随后，在计算机程序中引入了一个方程并且。在每个小区（扇区）中可以找到最大容量。

研究人员已经做出了一些主要的假设来获得结果值：用户根据几何标准被分配到小区或者 SHO 区域中，SHO 中所有的 UE 总是被连接到 BS 中，我们将 SHO 增益考虑成 3dB，同时最后只考虑语音用户。

图 9.10 中纵坐标为部分移动用户的中断，横坐标为在不同的最大许可功率下的小



a) 全向



b) 三向

图 9.10　UE 部分中断和每个小区接受服务的用户数量（$m=1$ 和 2（AS 尺寸））关系图

区（扇区）中用户的总数。AS 尺寸选为 2 因为这样可以发现仿真条件下的最优值。从结果中我们可以得出结论，资源的减少使得用户需要更大的功率这意味着更大一部分的区域是可以利用的。作为结果，接受服务的用户数量（例如容量），是可以增加的。

作者提出了另一种 DL 功率分配算法，也在参考文献［RuGO02］提出了对 UL 功率分配算法。该文介绍了一个完整的方案来解决 UTRA-FDD 功率分配。该模型采用了一个宏观的方法，只需要解决一个线性方程式系统，这个线性方程式系统有许多未知的变量和像系统中与 BS 有关的等式。这种方法被推广到包括 SHO 用户，而 SHO 用户是通过添加额外的虚拟连接的。此外，因为这意味着系统负载中一个虚假的增加，虚拟连接一旦被淘汰，就必须引入一个良好的调节系统。由此产生的程序可以通过帧对帧的基础中同样地解决。

很遗憾，在一些负载小区中，当增加额外的连接时，产生的干扰会如此之高，以至于宏观算法已经不能解决方程系统。除此之外，关于 UE 或者小区的冲突，公式并没有给出任何指示。为了解决这个问题，研究人员提出了将宏观算法和迭代算法相结合。解决的速度保证了更多的时间。

该模型以一种简单的方式获得了一套参数。所以，它很快就可以为 UL 和 DL 计算出负荷和干扰因素。因此，该算法能够提供不同的认可和拥塞控制协议。

最后，一些数值结果已通过仿真手段得出。不同的情况和 UE 的数量，都已得到了不同的 UL 和 DL 的负荷因素，干扰因素和传输功率。在分析 RRM 算法和 UMTS 容量时，数值凸显了现实的室内通信量的重要性。

9.3.3 呼叫准入控制

通常，MAC 子层决定哪些接入方式将会应用到通信中。换句话说，它决定了如何通过无线链路来进行通信，例如哪种全双工或哪种多址接入将会被应用。MAC 任务包括对现有的和最新呼叫质量的监督。

呼叫准入控制（Call Admission Control，CAC）政策通过决定传入的连接请求是接受还是拒绝来保护超负荷网络。在第三代移动通信系统中，容量不是固定的并且它的变化取决于干扰的变化，因此，系统中 CAC 的设计有两个主要的相关问题：

1）制定一个有效的 CAC 门限来保证多种服务类型的总体 QoS。

2）实现最大限度的资源利用率。

CAC 真正运行在两个不同的级别中：第一个级别为“数据包级别”性能，像封包遗失、延迟抖动或平均延迟，第二个级别在不同的通信业务类型中允许系统容量被共享，并且/或者通过保留它们一部分资源来保护切换连接。几个研究人员已经通过静态和动态的优化处理和共享方案解决此问题，此方案与静态或自适应资源储备相关。

尽管 CAC 算法定义了一个有效的准入政策，但是定义这个准入政策必须要考虑到各种参数。此外，干扰电平、剩余容量、总发射功率门限值、过载率和一些其他准则也应用于 CAC。然而，这些方案都被限制在特定的无线系统和有限的准入政策中。

文献［HeVa02］中提出一种能力分析，此分析允许设 CAC 门限值。此分析结合了

WCDMA 反向链接，在 WCDMA 中需要考虑实时和非实时服务下的发射数据包。一个集中需求分配算法在数据包丢失和延迟限制的情况下，可以应用数据包级别来提供 QoS。时间变化条件下的无线信道性能通过考虑特定信道的调度算法来评估。这个由数据包级别提供有用信息得出的结果可以导致容量约束。另一方面，与独立通信类相关联的延迟限制已包括到上文提及的系统中，以便可以建议一个更加准确的 CAC 门限值。

参考文献［AKKC02］对基于 SIR 的 CAC 算法的性能进行了研究。仿真模型考虑了 3 种不同的服务类型（语音、视频、环球信息网）。MT 的移动性和切换功能也被模拟出来。作者假定了理想的功率控制条件。扩展分析经过允许调查系统性能中几个参数影响的计算机仿真，这几个参数由每个服务和软切换失败的阻塞率和呼叫丢失率测量出来。这些被考虑的输入参数是：用户速率，每个服务器所提供的负载量、每个服务器的 SIR 门限值、用于 CAC 分析的参数。

文献［SAGR03］提出了一种对 3G 中 RRM 进行策略评估的方法，这种方法尤其适用于准入控制。GSM/UMTS 的密集型合作允许提取真实的传播损失、真实 GSM 网络的移动模式和用户分布，并且将这个有用信息应用于 3G 仿真器中。所得出的结果与不同条件下的测量和基于统计的准入控制算法进行比较，评估测量误差、不连续的通信资源和多速率传输的影响。

用于解决 CAC 问题的智能技术有 4 种基本方法：

1）马尔可夫判决过程。马尔可夫被描述为一个概率方程系统。泊松过程是一个同构的马氏过程，这个马氏过程可以用 Kolmogor 微分方程系统来解决。它的解决方案代表了稳态概率向量，此向量能够得到新的呼叫阻塞概率和/或软切换呼叫漏码概率。正如参考文献［DoGo02］，［DDMW03］所提到的，这个方法对于解决以门限为方向的 CAC 是有用的。有着 CBR 服务类型和有限的时段数量的移动网络阈值优化可以通过简单的一维（1D）马尔可夫模型模拟出来。模型复杂度根据可利用的时段数量的增长而增长，此外其复杂度还取决于个别服务类型的时段需求。该模型的维数也随 CBR 类型数量的增长而增长。结果表明，该模型可以简单地扩展任意时段的数量和任意 CBR 类型数量。

2）神经网络。在大多数情况下一些学习算法可以应用于对文献中神经元参数的确定上。然而学习算法也有一些缺点。它们要么运算速度很快但是只导致本地区为最佳（例如梯度法），要么很精确但是运算速度非常慢（例如模拟退火）。在我们的例子中提出了一种用于参数设置的直接方法来避免上述提到的缺点。

3）遗传算法。人工智能技术希望它们逼真的自我复制能力同学习和控制环境的适应能力一样。在这些技术之中，遗传算法（Genetic Algorithm，GA）已经应用于广大的种类繁多的优化问题中，包括数值优化和组合优化问题，以及无线系统的呼叫准入控制。它们的平行搜索和快速区分能力可以从其他决策和优化算法中区分它们自己。为了解决呼叫准入问题，几个基于 GA 的方法已经根据一些特定的无线网络架构所提出。每个地方政策都代表了一个 GA 术语并且这个政策是与准入和拒绝决策相关联的比特集合，此决策根据每个地方系统新的呼叫建立和切换请求所决定。每组地方政策（集合）最初是随机选择的。每个集合体中的政策都会通过正确训练方式的进化策略所评估。在

参考文献［Dobo02］中一个简单地拥有 15 个信道并且每个信元都被建模这样的蜂窝网络代表了一个 GA 术语，此网络应用一个典型的拥有两个父母的后代遗传算法，此算法用在每个地方政策中，并且此网络是与准入和拒绝决策相关联的比特集合，此决策根据每个地方系统新的呼叫建立和切换请求所决定。4 种 CAC 算法通过比较上文提出的 CAC 遗传算法进行评价：

CAC Ⅰ：没有阈值的算法，并且它应用在当存在免费信道时，地方和切换呼叫就会被接受这样的地方。

CAC Ⅱ：有固定阈值的算法，如果所有信道的阈值都被占满，那么这个算法也许只切换有利的呼叫。

CAC Ⅲ：一个简单的有着固定训练方式值的 CAC 遗传算法。

CAC Ⅳ：一个简单的 CAC 遗传算法，在算法中所有地区会通过全体呼叫阻塞率来评估。

结果列于表 9.2。

表 9.2 CAC 算法的阻塞率

阻塞率	CAC Ⅰ	CAC Ⅱ	CAC Ⅲ	CAC Ⅳ
本地呼叫	0.404221	0.746753	0.784091	0.418848
切换呼叫	0.441687	0.047146	0.079404	0.000000
全体呼叫	0.419038	0.470069	0.505394	0.254777

4）模糊逻辑。这种类型的算法用一个模糊控制器来调整变换通信参数中呼叫预阻塞负载值。模糊控制器用模糊联想记忆（Fuzzy Associative Memory，FAM）来维持所需的 QoS。通过提供所需的 QoS 水平，此算法也增加了信道利用率。

9.3.4 遗传算法和进化策略

UTRAN 的性能和可实现容量最终取决于每个基站确定参数的设置，像天线类型、模式和高度，天线方位角和下倾角，同时还有不同信道的广播发射功率，特别是对 CPICH 和其他通用信道的设置。由于参考文献［HoTo02］，［LaWN02］所提到的 CDMA 网络特殊的性能，这些参数是强烈相互依存的，并且它们对于网络的影响是高度非线性的。因此 UMTS 的优化工作可以被列为一个非常大的搜索空间中的非线性规划问题。一种可以解决这个问题的算法类型尤其合适，这种算法为进化算法。它们创造了一个人工环境，这个环境为自然进化过程的模型。

在本书中，我们可以知道几种进化算法的方法。在 COST 273 中，两个最明显的代表，遗传算法和进化算法，已经用于解决 UMTS 的优化问题。遗传算法（GA）（见参考文献［Gold89］）在运行一组实验性解决方案中不同于其他传统技术，它又被同时叫做抽样总体。这个解决方案作为个体模型，通过染色体描述出来。此染色体被编码为一个个体形式（UMTS 网络配置）。随机算子（选择、交叉和突变）用于寻找一个解决方案，该方案用于搜索优化方案领域。根据它们的状态，一些个体一代又一代地生存起

来，同时其他的开始灭绝。一个个体的状态代表了与网络配置相关的 UMTS 网络容量的可实现性。突变算子通过引进新的染色体或丢失遗传物质从而被应用到了染色体方面。突变有助于远离局部优化。在参考文献［GeJT04］和［Gerd04］中提出了带有改进型遗传算子的遗传算法，并且考虑到网络质量，该算法还适用于 UMTS 容量的优化问题。此外，这个算法还结合了局部优化程序来提高算法的性能。

特别是对具有连续参数优化问题的系统来说，进化策略（Evolution Strategies，ES）（见参考文献［Schw81］）体现了良好的性能。相对于遗传算法来说，进化策略本身的参数编码通过具有真值的载体数量描述出来。用到两种不同的总体尺寸：较小的基本总体和较大的工作总体，前者是可以随机选择的并且以上两者都应用了算子。这个算子即所谓的高斯突变，此算子基于高斯分布来干扰参数载体。因此，小幅度修改的可能性大于大幅度修改；同时在自身的参数中还经常能发现一个原则。这个对 UMTS 优化的专业性问题的进化策略由参考文献［Jakl04］提出。除了高斯突变，研究人员也对野外突变算子进行了调查，此算子通过一个大的变化来随机挑选参数。各种重组算子补充了总体的演变。相对于大部分进化算法用简单的贪婪选择方案这类文章来说，参考文献［Jakl04］所提出的算法已经通过遗传算法中先进的选择算子来提高。在设计专业问题进化算法中的一个重要因素是寻找算法元参数的优化设置，这个问题极大的影响着它们的性能。在这种方法中，研究人员用到了几个关键参数如突变步长和算子精度的自适应机制。通过这种方法，不仅可以提供简捷的初始算法配置，此算法还能不断使自身适应当前优化过程的状态。一旦一个特殊控制机制来监控算法程序和自动终止优化方法，就不能预期更显著的增益。

这些进化算法（遗传算法和进化策略）唯一的缺点是占用了相当大的执行时间：这取决于扇区的尺寸，一个单一的优化也许会运行数天。然而，这个不利因素不仅可以通过不断增加可用处理器的速度来缓解，还可通过高效的并行计算方法来缓解。就优化增益而言，本文所提及的算法明显超越各种简单的启发式算法，像基于规则的算法（见参考文献［GJCT04］，［GeJN03］）和分析策略（见参考文献［JGKT04］）。在典型扇区中可以看出容量增益可达到至少 50% 之多。不同网络扇区中详细的优化结果可从参考文献［Gerd04］和［Jakl04］中找到。

9.4 UTRAN 性能评估

9.4.1 静态和动态

通过基于 WCDMA 系统固有复杂度的分析方法来估计一个给定网络部署的系统性能是不可行的。事实上，系统容量取决于环境、网络部署、系统提供的负载量和 RRM 算法性能。根据这一原因研究人员已经在系统仿真器方面做出了很大的努力，这个仿真器能够计算这些因素的影响。

系统仿真器可以通过两种不同方法来评估系统的性能：静态仿真器和动态仿真器。前者在资源分配达到平衡状态时可以产生网络性能快照。后者可在一段网络工作时间间

隔内再次得出系统特性。COST 273 中大部分行为用于处理无线网络方面的报道，此结果已经通过仿真工具来得出。对于使用这种工具来完成的操作和可获得结果的详细描述可以通过参考文献［HBWL01］和［Pate03b］报道出来。

静态工具应用众所周知的蒙特卡洛方法：用户已经分布在所有可仿真地区并且无线资源也分配到了每个用户之中。功率迭代用于被认可的用户维持正在进行的会话，此会话拥有最低资源的目标质量。当资源的使用量已经达到一个稳定的状态时，此工具将会采用一次系统性能快照并且将其结果增加到蒙特卡洛结果中。这个过程需要重复一定次数来提高结果的可信度，通常要上百次，其次需要处理蒙特卡洛结果以提供仿真网络的平均性能。通常这种工具可提供实现 RRM 算法简化形式快速可靠的结果。静态工具在第二代网络实施以来用于实现和核查网络规划过程中的部署方案。

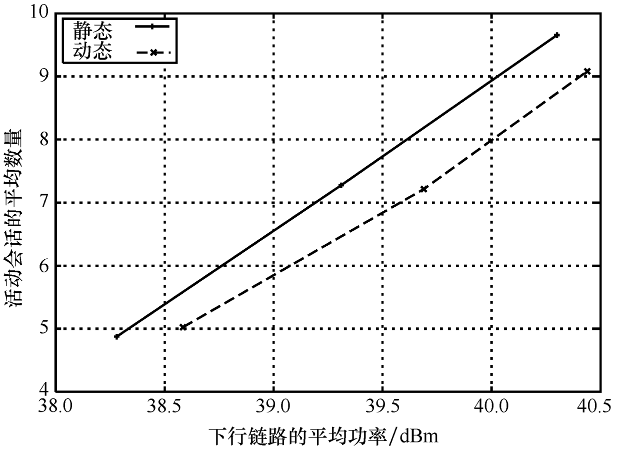
动态工具为时间驱动：用于整个网络运行的模拟时间段会话的产生和结束。用户可以在仿真区域中移动。资源分配可以根据无线信道中条件的改变来不断更新，所以从一个地点到另一个地点的资源利用率是不同的。仿真时间通常要几百秒，它取决于所需要的结果的准确性。通常这种工具提供了可靠的结果来实现详细的 RRM 算法。那些性能使工具变得有用起来，那些工具能够通过系统的不稳定使个性化成为可能，估计数据包服务根据包延迟所提供的 QoS，对 RRM 参数的性能进行评估，此外还能测量系统性能的动态效果影响（例如，用户移动系统延迟）。当 CDMA 访问技术被考虑提供商业服务时，研究人员已经对系统的覆盖面积和容量的动态效果的影响进行了调查研究。基于这个原因，动态工具的发展相当迅速。

这些工具的特性有时可以结合起来用于获得半静态（或半自动）仿真。例如，蒙特卡洛仿真快照可通过同一过程中独立通信业务来实现，然而一个半静态模拟用户位置随后的快照可以取决于其他快照以便考虑用户移动效应。

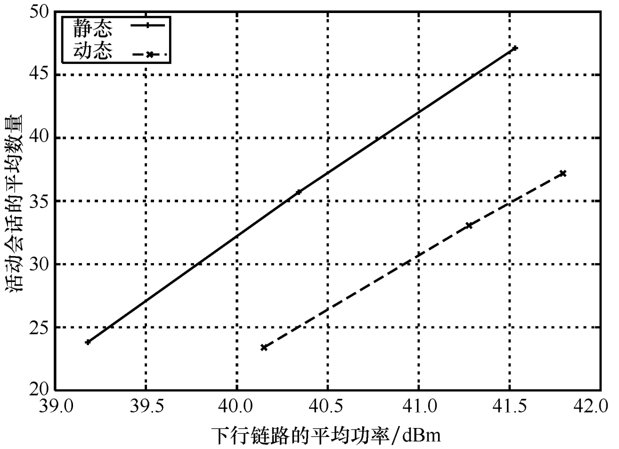
一般来讲，系统评价可以通过考虑不同的静态方法所获得，除此之外，还可考虑系统功能执行时的系统影响和准确度、不同计算成本所得出的结果。基于以上原因，在网络规划过程中，可以应用静态和动态工具来获得一个有效的网络，此网络可利用静态工具的快捷和动态模拟器的精确度。

在参考文献［BaGP04］中网络规划可通过分析方法、人工蜂窝扇区的静态和动态模拟所获得。这项研究将重点放在静态和动态工具所建立的网络性能上。这项评估已经分别通过速度和数据流服务所得出，结果表明静态模拟器趋于高估与静态工具相关的系统容量。在速度服务情况下这种不同更加明显，这种情况的静态和动态交替下的语音服务特性叠加到用户移动效应中。活动会话的平均值对下行链路平均功率通过考虑图 9.11a 中每个小区会话提供的 5、7.5 和 10 的数据流业务和图 9.11b 中每个小区会话提供的 24、36 和 48 的速率业务。

使用动态模拟器估计大约需要 30% 的额外下行链路功率来维持相同数量的速率会话。相反，对于一个给定的下行链路功率，估计动态模拟器中系统容量会有 3% 的降低。



a)数据流



b)会话

图 9.11　活动会话的平均数量和静态、动态仿真中每个小区的平均下行链路功率关系图

9.4.2　半解析

解析模型成功应用于第二代网络系统规模中。根据给定系统的覆盖率网络设备以及 MT 特性方面的要求，应用一个传播模型，此模型适合上文描述中所考虑的环境，应用链路预算会得到一个可靠的系统容量评估。

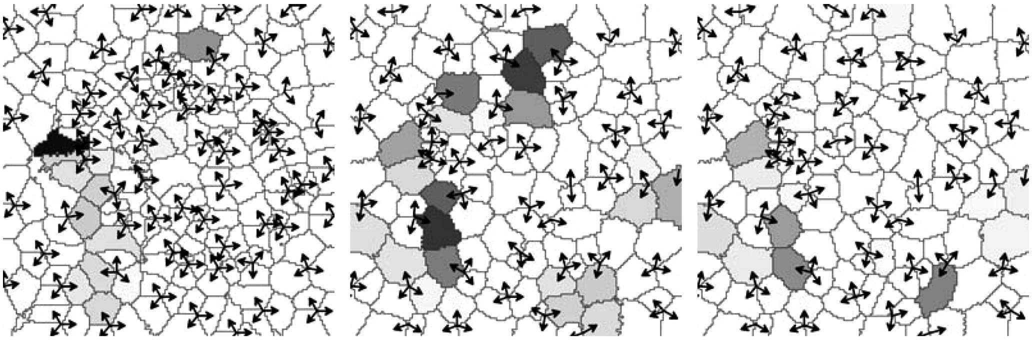
第三代移动通信网络中规划过程的复杂度已经大大增加，这导致系统需要提供大量的业务，同时需要管理网络行为。事实上，第三代网络的系统性能取决于覆盖面积和容量之间的相互作用，相互作用的结果产生了软容量。研究人员将解析模型考虑到通过边缘干扰方式所产生的影响当中，这个考虑取决于区间干扰与区内干扰之比等这类数据。参数和路径损耗、阴影效应和边缘软切换强烈地影响着网络性能并且取决于用户和基站的位置。基于这个原因，这种参数的统计特性是不可行的，并且它们可通过软切换仿真

方式来进行评估。解析模型和软切换仿真之间的相互作用产生了半解析模型。

在参考文献［MuVe04］中下行链路容量评估的结果由上文给出的半解析模型方式得出。该模型利用了用于计算移动用户位置快照仿真的精确度和阴影过程的实现。该模型应用于人工扇区和真实环境的扇区，并且该模型还通过扩展小区评估标准来评估系统容量和软切换性能。真实环境中的扇区为 MORANS 由最初（见 8.2 节）发展起来的 Turin扇区修改版，此传播由符合已挑选基站的每个移动地点的路径损耗值来修改。这个结果已经采用到对 MORANS 参考扇区更深远的发展上来，这个扇区在 COST 273 中发展起来。

在参考文献［EiGe05］中一个优化模型采用一个近似基于平均通信业务的网络性能的解析和一个上文提出的高效局部搜索算法。在这种方法中静态仿真被耦合矩阵所描述的平均估计和网络行为所替代。9.2.3 节详细描述了这种方法。系统评估已经通过柏林动量工程（见参考文献［MOME04］）的现实环境中的扇区来得出。这个参考扇区的局部搜索算法从现在开始应用来减少已部署的网站和天线的不同倾角和方向角的数量。然后矩阵设计方法才能应用于新的网络配置。图 9.12 展示了通过第三代网络配置中的快照仿真方法所获得的阻塞率。

阻塞用户的总体比例大致与参考网络和优化结果一致。最后通过矩阵设计的优化得出的负荷减少量降低了阻塞率。



a) 阻塞率：参考　　b) 阻塞率：1-opt　　c) 阻塞率：矩阵设计

图 9.12　比较平均估计和快照仿真

9.4.3　链路级的性能作用

大量的参数通常包括链路预算以及系统仿真以便评估网络的覆盖面积和容量。其中一些参数用来考虑典型移动通信扇区中的物理层和数据链路层性能。因此代码率、干扰、传播和调制用于考虑链路层参数（例如，传播因子和目标 E_b/N_0）下的系统的性能评估，链路级参数通过调查承载配置而被描述出来。为了测量这些参数，一个关于协议和操作的准确描述被模拟出来以便这些评估可以经常通过链路级仿真来实现。MT 和网络设备（例如噪声图像和链路损耗）的性能也被看作覆盖面积和容量的输入参数，并且由系统级得出结果的准确性不能实现这一事实并没有考虑到。

WCDMA 网络的系统容量可以通过采用智能天线来增加。如果这些天线使用特定的波束成形，那么信道评估将由指定的导频比特来实现。由于这个过程没有导频信道中的信道评估准确。那么这些天线的使用可以导致指定信道的质量需求更高并且由它们提供的容量增强程度可以降低。由指定导频比特算出的信道评估的准确度取决于这些比特的功率。在参考文献［BaFW03］中指定导频比特和信息比特之间的优化功率比需要最小的 E_b/N_0 这一事实通过一个链路级仿真器来调查。

图 9.13 展示了如果接收机使用指定导频比特的信道评估，则所需 E_b/N_0 为 BLER 的 1%，同时还有区内干扰与区间干扰之比（G）为 3dB、6dB 和 10dB，指定导频比特和信息比特的不同功率比。

指定导频比特和信息比特的优化功率比为 4～7dB。和使用指定信道所有比特相同功率的系统相比较。用这些功率比可以减少超过 1.5dB 的所需 E_b/N_0 中 BLER 的 1%。

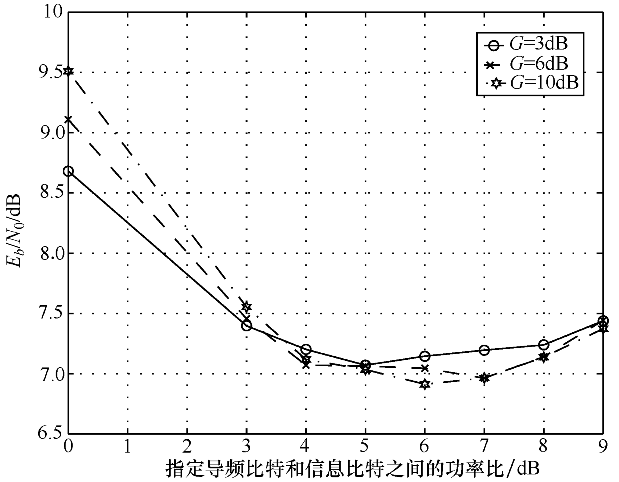


图 9.13　如果指定导频比特应用信道评估时，所需 E_b/N_0 使用不同的功率比，此功率比为指定导频比特和信息比特

多径传播效应不利于区分由 WCDMA 下行链路的 OVSF 代码提供的多个用户。这个结果存在于所谓的区间干扰和一个减少的系统容量中。这种影响通常被用正交因子方式的系统仿真所考虑。这个参数的性能已经通过不同环境下的统计信道模型和中央 Oslo 区域中的信道测量所探讨。仿真结果表明在更密集的城市化区域中正交因子更高的传播因子还要高并且还存在一个更高的标准差。本研究的重点是比较测量值和链路级仿真器所实现的模型，同时表明了测量正交因子可能比预期的还要高。

终端天线效率通常被考虑在整体损耗方面，整体损耗通常被定义为由于能量吸收和天线错配所造成的损失，这个损失导致了移动终端的操作接近于头部或者全体用户。WCDMA 网络的覆盖面积和容量主体损耗的影响已经在参考文献［Glaz03］中给出了评价。这项研究突出表明了在系统性能方面的主体损耗的影响比较低的网络负载更加明显。

在参考文献［BCCF01］中研究人员已经对系统中下行链路共享信道（Downlink Shared Channel，DSCH）中数据包服务的容量中代码的影响做出了研究。对较低 BLER 下保护信息的结果进行权衡，从而减少了重传次数，同时对每个发射数据包中较低吞吐量的冗余代码进行了处理。

参考文献［KaSR05］对现存不同移动扇区的下行链路指定信道 BLER 进行了测量。此项研究证实了指定信道中错误的统计性能模型同时对活动网络测量结果进行了比较。在图 9.14 中我们可以看出维也纳 6 种不同的移动扇区的测量。

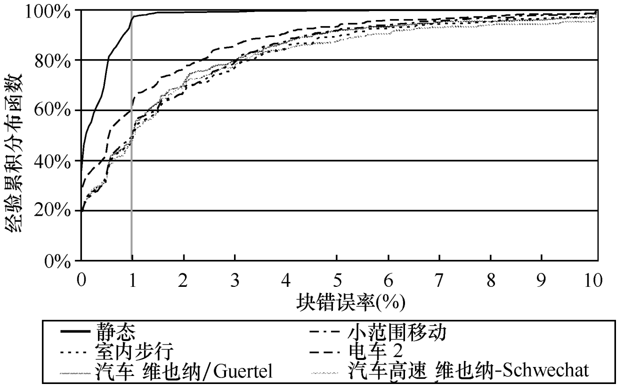


图 9.14　不同移动扇区中经验累积分布函数的错误累计比

当坐在桌子旁，小幅度的移动和倾斜终端时，举个例子，功率控制不是补偿信道变化的容量以便从时间间隔的 30% ~50% 之间达到目标质量的 1%。特别地，BLER 的统计比在小规模移动和那些可以通过所有其他典型运动测量的统计几乎相同。

9.5　3G 和 B3G：网络演进

本节主要讨论了 UMTS 的演进，特别介绍了一些预期在未来几年可以实现的额外功能：波束切换、智能天线和 HSDPA。此外，诸如通用无线资源管理（Common Radio Resource Management，CRRM）和持续最优连接（Always Best Connected，ABC）这些新概念将会被讨论和研究。

9.5.1　波束切换技术

在这些可能的额外功能中可以增加一个传统的 UMTS 网络来提高系统容量，波束切换看起来是非常有前景的，因为它们在用户网站终端中不需要增加硬件。这里描述的波束切换方案已经在参考文献［BaNB01］和［BaBo02］中被提出和分析。该方案使用 ULA，每个波束像一个普通的基站：即，它有自己的干扰码、通用导频以及同步和呼叫信道。这个方案的主要特点是每个扇区只有一个额外的收发机链是必需的。此波束成形方案的性能改善已经通过使用基于快照的系统级仿真来评估，详细讨论见参考文献［BaNB01］。此仿真区域由 19 个六边形小区（每个小区分为 3 个单元）所组成，用户终

端应该均匀分布在整个区域中。为了避免边界效应，只有中心小区被认为是数据结果。同时区间干扰和区内干扰都被考虑到。

为了强调使用这种波束成形方案的潜在利益，拥有 65°3dB 波束的现成扇区的天线已经在数值结果中被研究人员考虑。软切换也已被考虑，在数值结果中最大激活集尺寸已被设置等于 1（不能实现软切换）和 2（不超过两个 BS 可以同时与 MT 连接）。系统性能根据用户的满意度所评价；如果一个用户所接收的信号与干扰和噪声值比的预置质量目标 0. 5dB，那么这个用户可以说是满意的。图 9. 15 展示了满意用户比例作为一个评估区域中用户数量的函数；所有的用户都应该在 144kbit/s 时进行数据交换。该图显示了当 ULA 中 4 个和 6 个元素应用于不同活跃集尺寸值时，传统 3 个扇区案例（作为参考）中性能的改善。如果我们考虑 95% 的用户满意度，那么使用波束切换的利益在这个参考案例中大约为 69%（每个 ULA 有 4 个元素）和 82%（6 个元素）。

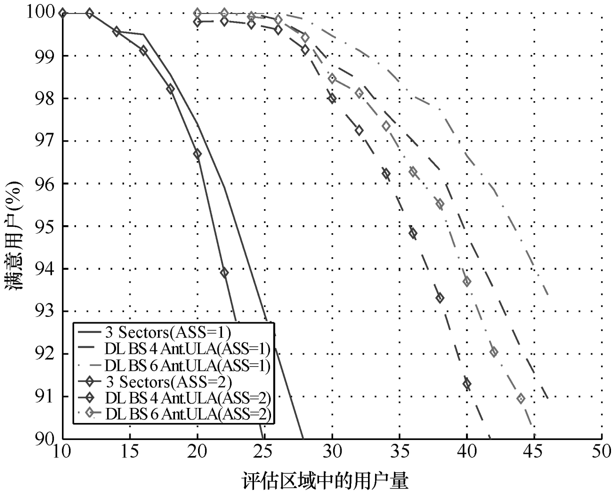


图 9. 15　用户满意度和评估区域中的用户数量关系图

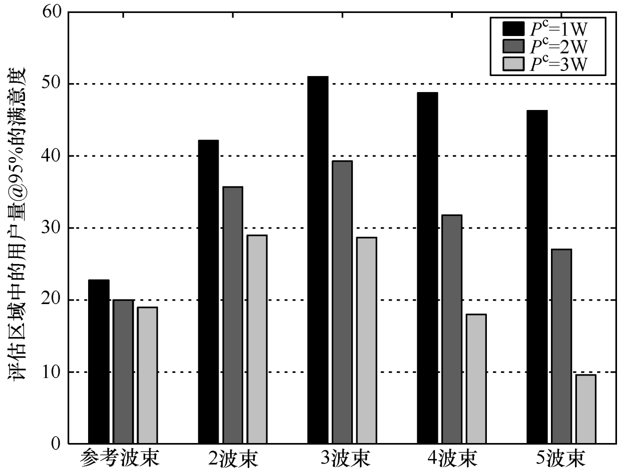


图 9. 16　不同 BS 配置的用户平均数量（95% 的满意度）

当使用波束切换时，系统容量的通用信道功率影响在参考文献［BaBo02］中得以解决。使用前面所讨论的相同的扇区时，选择通用信道发射功率 P^C 的影响在图9.16中展示出来。为了获得这个图表，研究人员需要考虑95%的用户满意度，其中一个 P^C 参数范围从1~3W。图9.16显示了当波束数量增加时通用信道功率的影响力也会增加。事实上，P^C 从2W减到1W不能给参考案例中用户数量带来大幅度的改变，但是当每个扇区波束数量增加时会带来显著影响。

9.5.2 智能天线

近年来，智能天线系统（Smart Antenna System，SAS）的引入提高了无线网络的质量和性能。一个SAS采用像波束成形这样的空时处理技术来减少蜂窝无线系统中的区间干扰和区内干扰，因而大大提高了系统容量。作为结果，SAS可以用于像改善容量的UMTS有限干扰系统。然而，许多人都将注意力集中在SAS的链路级优势上，但是该系统的影响却很少受到关注，并且由于自适应阵列处理技术和像多址接入技术、功率控制、接收机结构这样的系统特征相互作用的复杂度，该系统的影响不会立即显现出来。用于评估UMTS智能天线技术的实际方法通过仿真手段可以实现。现存在许多可用的商用UMTS仿真器，但是没有一个能够模拟出需要评估智能天线技术的空间信道响应。

参考文献［HaCA03］中介绍了动态系统级别仿真器来研究采用BS智能天线的UMTS-FDD系统的容量改善情况。在这项工作中，下行链路波束成形的功率控制通过像DPDCH这样的指定信道和像CPICH这样的广播信道来实现，这些信道用于移动位置的BS分配和软切换。动态系统级的仿真根据使用简单的流动性和通信业务模式的3GPP规格来实现以决定下行链路容量的整体增益。下行链路容量可以通过下行链路所支持的移动基站数量来测量，同时维持所有移动基站中 E_b/N_0 的最小QoS。下行链路波束成形的实现基于从上行链路到下行链路频率的空间协方差矩阵的变换。图9.17显示了移动基站［也叫做活跃用户（见参考文献［HaCA03］）］可以由不同天线数量（$M=1$，2，4和8）的数据传输速率为384kbit/s的下行链路来得出，该下行链路使用波束成形方法。UCA应用于每个基站中。经过短暂时间之后，可以通过下行链路得出的移动基站的数量仍然是或多或少不变的。这表明即使新的移动基站在每个快照产生呼叫之后，接收服务的移动基站的数量也是有限的。那么系统中下行链路的容量就达到饱和。这个曲线的波动是由于一个有限的仿真运行数量是平均的。可以看出，当天线元素数量增加时，下行链路的容量也增加了。尽管全方位传播CPCIH信道引起了几个定向传播DPDCH干扰，但是根据更高的天线元素数量容量的改善仍然是十分明显的。参考文献［BrSP03］提出了类似的UMTS-FDD仿真器来比较像波形转换、相位排列和自适应排列这样的不同智能天线技术的相对性能。尽管不包括所有的实时UMTS参数，此仿真器仍然是灵活的并且允许不同的像上行链路和下行链路这样的参数的设置。给定移动网络层，BS和信道传播条件中仿真器的主要任务是反复查找给定系统限制服务的用户的最大数量。仿真扇区由7个带有21个基站的站点组成。特定扇区的模拟网络容量从表9.3中可以得出，并且每个BS的容量从表9.4中给出。对于自适应天线部署在中心位置的第一种扇区来说，平均网络容量在与扇区天线相关的下行链路中增加了10%。智能天

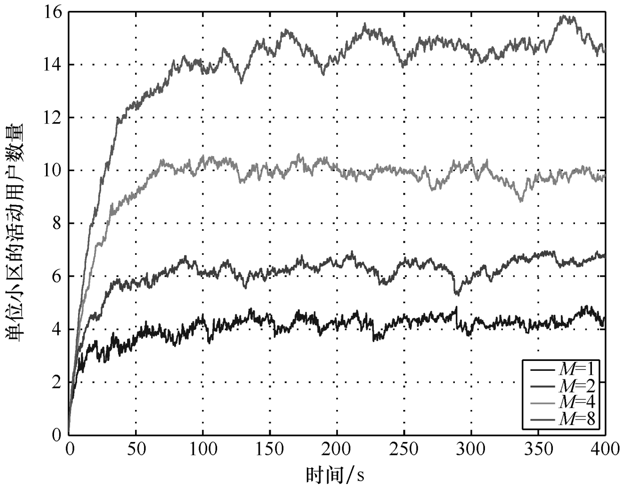


图 9.17　活动用户数量和不同的天线元素数量的时间关系图

线在所有 BS 中容量较给定例子中网络的扇区天线的容量增加了一倍。大部分这种增长都是通过使用智能天线、波束切换的最不复杂形式来获得的。相位排列的解决方案稍逊色于下行链路的自适应排列。如果基站不能准确给出信道静态信息时，一个自适应波束成形性能的级别就会明显的降低。参考文献［ChCz04］中对 UMTS FDD 系统上行链路波束成形中空间协方差矩阵错误估计所产生的影响进行了调查研究。这个假定的错误统计分布用来减少上行链路中每个移动基站的中断率。这个设计所产生的凸优化问题可以运用已知算法有效地计算出来。总体目标是寻找一个波束成形的解决方案，此解决方案能够稳健地处理协方差矩阵估计中出现的错误。每个主要区域［由 7 个小区组成见(参考文献［ChCz04］)］中的活动用户数量对时间的曲线可以与上文提出的非稳健 max-SINR 方法进行比较，此比较在图 9.18 中 $M=4$ 时我们可以看出，这个曲线在数据传输速率为 384kbit/s 的上行链路中得到。从例子中我们很容易注意，2000 个样本周期中只有 10 个被直线标记出来了。正如所期待的那样，上文所提出的上行链路波束成形方法优于非稳健方法，此方法基于 Max-SINR 支持率为 25% 以上，优于移动基站的平均值。BS 接收机用一个 RAKE 接收机并且不使用多用户监测算法，以便避免系统级仿真庞大的必要计算任务。功率控制、软切换随着移动性和通信业务模型逐渐被应用，同时也评估了上文提及的波束成形算法。类似结果可以由更多的天线元素所得出。

对由部署下行链路 WCDMA-FDD 网络实现的容量增益和/或覆盖面积的评估和有效的 UE 天线在参考文献［Glaz04］中都能找到。这项研究表明配备了智能天线和用户设备天线的基站的高平均有效增益在系统性能方面有一个显著的积极影响。当整体网络中每个 BS 部署智能天线时，这个热点得以改善，并且相当于平均小区的改善。

表9.3 平均网络容量

场景	容量/（Mbit/s）		相对容量（%）	
	上行	下行	上行	下行
所有扇区	22.76	22.25	100	100
中心交换叶	27.09	24.40	119	110
中心相控阵列	27.85	24.73	122	111
中心自适应阵列	29.59	25.11	130	113
全部交换叶	49.82	44.16	219	199
全部相控阵列	51.89	45.15	228	201
全部自适应阵列	63.13	52.17	277	235

表9.4 每个BS的平均容量

场景	基站容量（Mbit/s）	
	上行	下行
所有扇区	1.08	1.06
中心交换叶	1.29	1.16
中心相控阵列	1.33	1.18
中心自适应阵列	1.41	1.20
全部交换叶	2.37	2.10
全部相控阵列	2.47	2.15
全部自适应阵列	3.01	2.48

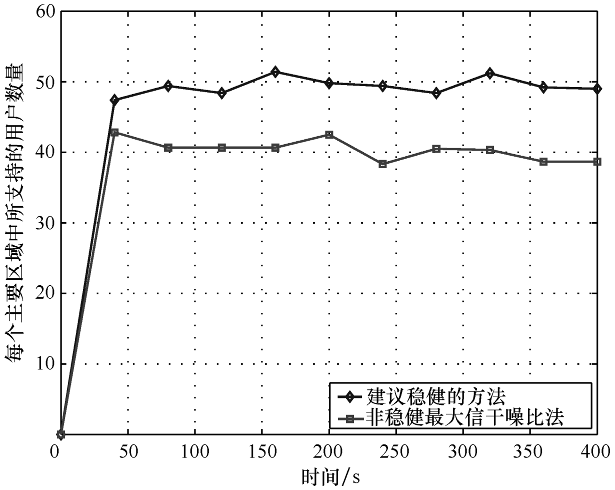


图9.18 活动用户数量和不同波束成形方法（DCA的$M=4$）关系图

9.5.3 HSDPA信道：多重天线的影响

HSDPA信道，允许下行链路的发射包数据是流媒体，交互型并且后台程序为高传输速率，HSDPA信道代表了UMTS数字蜂窝通信系统（release 5）主要创新之一。

HSDPA主要特点是 AM 概念，其中 BS 的调制形式（QPSK 或 16-QAM）和有效码率根据系统负荷和信道条件所改变。对 HSDPA 传输方面所进行的比较在 3.6 节已给出介绍；这里，我们将重点放在这种技术对网络性能的影响方面。这种影响在参考文献［Dött03］中给出了评价，参考文献［Dött03］考虑和分析了几种调制和编码方式（MCS），同时也考虑了不理想信道质量指标在链路和系统性能方面的影响。

我们可以通过一个网络仿真器来评估系统级结果。这个扇区是一个六边形网格的扇形小区。终端移动性均匀地分布在整个区域中。仿真工具都是静态的，即结果是由收集到的快照得来的。整个系统的状态是一个单一的传输时间间隔（TTI）的恒定状态和从一个 TTI 到另一个 TTI 的独立实现的变化状态。链路级方面独立地负责通过使用系统级工具得到的信噪比值。快衰落样本生成系统级一部分。图 9.19 给出了扇区吞吐量中的 HSDPA 性能可以作为每个扇区用户数量的函数。这里，我们对接下来的结果进行了比较：当不需要信令，位映射增量冗余（BMIR）和调制限制位映射增量冗余（MLBMIR）时，CC 可作为对 SIR 估计误差的标准差的不同值的一种参考。这个数字表明，在理想信道反馈（SIR 误差的标准差等于零）条件下，每个扇区中 50 个用户的扇区吞吐量大约为 6.5Mbit/s；然而只有 2dB 的反馈误差使吞吐量降低了 12%（从 6.5 ~ 5.7Mbit/s）。注意到图 9.19 中我们可以看到 HSDPA 信道的节点 B 中没有限制可用的发射功率。在限制的情况下，扇区吞吐量趋于饱和并且达到给定用户数量的最大值。

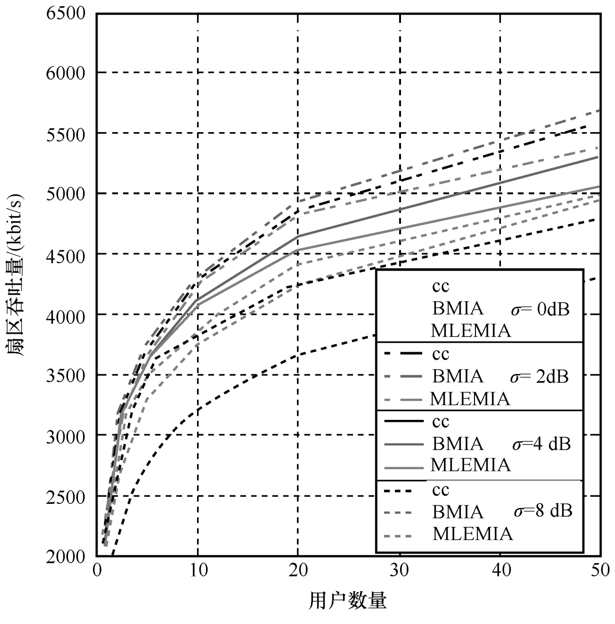


图 9.19　扇区吞吐量作为用户数量函数（非理想信道质量指标的系统级影响）

动态仿真工具可以用来评价参考文献［Poll03］中讨论的现有 MIMO 中的小区吞吐量。动态仿真器用来得出时间分辨率等于 UTRA 中 FDD 时段（0.677ms）的结果。仿真

器的主要特点有：内环功率控制（上行链路和下行链路）、移动终端、软切换和较软切换、传播模型中需要考虑的阴影和快速衰落、下行链路通用信道和几种调度算法。

更多有关仿真参数的详细讲解在参考文献［Poll03］中可以找到。仿真结果归纳在图 9.20，在图中小区吞吐量的累计密度函数显示了不同的接收机方案：SISO 技术的轮叫调度（Round-Robin，RR）算法、双 Rake 接收机、空时发射分集（Space-Time-Transmit-Diversity，STTD）中基于接收 SIR 的调度、垂直-贝尔实验室分层空时（Vertical-Bell Labs Space Time，V-BLAST）MIMO 技术中的排序连续干扰抵消（Ordered Successive Interference Cancellation，OSIC）算法。此图表明了 STTD 接收机提供了比参考接收机还低的吞吐量，但是所有其他的技术都提高了系统性能。

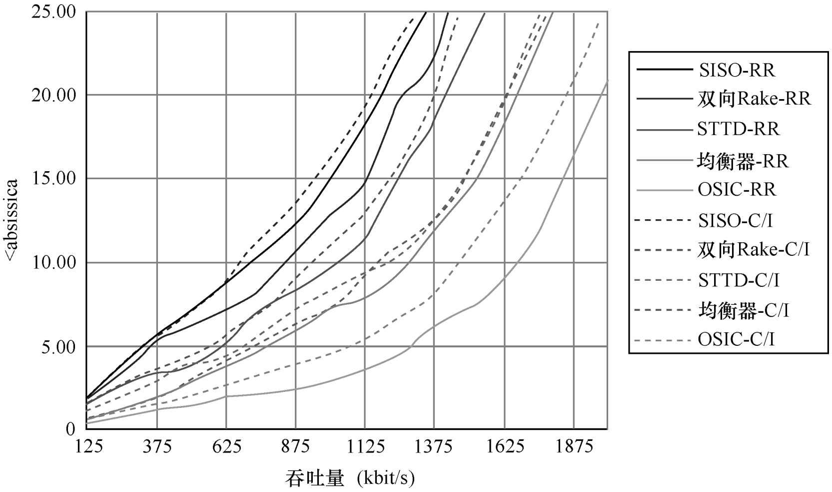


图 9.20　累计密度函数（CDF）的小区吞吐量

9.5.4　未来网络方案

在不久的将来，终端将能够通过一系列无线接入技术访问包括 2G、3G 蜂窝系统和 WLAN。这将需要结合使用不同技术和传输概念的网络。在这种可能的涉及不同无线系统的未来网络的新模式中，我们在各种无线网络的融合上（见参考文献［FSCS04］）将重点放在 CRRM（见参考文献［Meag02］）和同步使用的概念上。

CRRM 模型是基于对两种典型功能实体的定义得出的：一个在特定系统中负责 RRM 程序的 RRM 实体，和一个负责协调各个 RRM 实体（见参考文献［Meag02］）的 CRRM 实体。这两个实体互相交换信令信息，包括报告（小区容量和流量负荷）和 RRM 决策支持（允许 RRM 实体来影响切换决策）。CRRM 决策也许会对 RRM 实体具有约束力或仅仅只作为辅助数据来使用。此外，CRRM 实体也许会直接影响像切换（紧密耦合）这样的 RRM 决策或者为 RRM 实体提供政策并且保持它们为最新状态（松散耦合）。此外，CRRM 还可以作为独立服务器或与整合已经存在的 BSC/无线网络控制器（Radio Network Controller，RNC）来使用，RNC 允许集中或分散的实现。3GPP 已经对

限制在 UMTS 和 GSM（见参考文献［Meag02］）内的 CRRM 进行了研究。在 release 5 中，诺基亚公司引进了用于紧密耦合的 CRRM 服务器，而爱立信公司则引进了一种小型改进现存协议的整合解决方案。作为讨论的结果，GSM 和 UMTS 中的信令协议已经得到增强以允许相关负荷信息的交流，包括小区容量和流量负荷值的指标，实时和非实时业务。由于 release 5 解决方案缺乏对不同 RNC/BSC 中通用 CRRM 策略的定义，它可能会潜在地导致多厂商扇区的互操作性问题。西门子公司已经根据对 CRRM 政策和对 RRM 与 CRRM 实体之间开放接口标准的定义提交了一份建议。这种以政策为基础的方法需要引进额外的 RRM 决策支持机制，包括对基于集中 CRRM 政策的每个小区设立一个负荷目标，这种政策可以被运营商毫不费力的管理。CRRM 实体只能作为一个参考而不能直接引用到特定的 RRM 决策中，因此 RRM 决策中没有额外的延迟。此外，即使在一个 CRRM 失败的情况下，RRM 实体也仍然能继续自主运行。

在未来，无线通信用户将会看重服务的可行性，例如美国 ABC 公司，在忽略特定基本系统的选择情况下，它能够在任何给定时间内获得最好的性价比。为了满足需要，集成和互操作是导致同步使用概念（见参考文献［FSCS04］）的关键方面。不同的扇区可以通过基于 3 个组成部分的“正交空间”坐标系来表示，这 3 个部分为服务（Se）、系统（Sy）和运营商（Op）。最简单的扇区为不同的业务只存在于单一系统（*n*Se，1Sy，1Op），举个例子，这种情况为语音和数据可以同步传输到蜂窝系统中。在下一步骤中，不同的服务可服务于不同的系统（*n*Se，*n*Sy，1Op），基于它们的性能可将服务最佳地映射到系统中，或甚至不同的运营商（*n*Se，1Sy，*n*Op）。在最后一个案例中，第三方经纪人可负责一半用户的运营商选择。系统之间更加紧密的结合可以生成新的机制，例如不同系统的协同传输服务（1Se，*n*Sy，1Op）。一方面，协同传输可能是多余的、重复信息的和改进鲁棒性和可靠性的。另一方面，它可能基于数据的不同部分传输到不同的系统中，或者一个系统准则（使用不同系统来平行增加带宽）、一个承载带宽（不同承载到不同系统的映射）或者链接准则（使用不同系统的上行链路和下行链路）。在切换机制方面，它可以区分于垂直切换和水平切换（HHO），在垂直切换中一个连接转换到另一个更适合用户需求的系统中（1Se，*n*Sy，1Op），水平切换存在于属于不同运营商的相似系统中以保持一个特定连接（1Se，1Sy，*n*Op）。另一个同步使用的概念是扩展范围，它可通过使用点对点网络范围通过一个中级网关设置（见参考文献［FSCS04］）来访问一个蜂窝系统。这是一种特殊情况（1Se，*n*Sy，0.5Op），0.5 意味着点对点网络和蜂窝网络。在缺少服务提供者或运营商的情况下，多系统终端可通过使用通用点对点网络来直接通信，在这个网络中不同的无线系统可同步使用（1Se，*n*Sy，0Op）。

参 考 文 献

[ACMS03]　E. Amaldi, A. Capone, F. Malucelli, and F. Signori. Radio planning and optimization of W-CDMA systems. TD(03)078, COST 273, Paris, France, May 2003.

[AKKC02]　E. S. Angelou, A. G. Kanatas, N. Koutsokeras, and P. Constantinou. SIR-based uplink terrestrial call admission control scheme with handoff for mixed-traffic WCDMA networks. TD(02)093, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[AmCM01] E. Amaldi, A. Capone, and F. Malucelli. Improved models and algorithms for UMTS radio planning. *In Proc. VTC 2001 Fall - IEEE 54th Vehicular Technology Conf.,* Atlantic City, NJ, USA, Oct. 2001. [Also available as COST 273 TD-01-042].

[BaBo02] T. Baumgartner and E. Bonek. Influence of the common-channel power on the system capacity of UMTS FDD systems that use beam switching. TD(02)049, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[BaFW03] T. Baumgartner, A. G. Ferrás, and W. Weichselberger. Optimum power ratio between dedicated pilot bits and information bits if user specific beamforming is used in UMTS FDD. TD(03)019, COST 273, Barcelona, Spain, Jan. 2003.

[BaGP04] M. Barbiroli, P. Grazioso, and R. Patelli. Dimensioning and capacity evaluation of UMTS networks by means of system simulation tools. TD(04)029, COST 273, Athens, Greece, Jan. 2004.

[BaMV03] C. Balzanelli, A. Munna, and R. Verdone. WCDMA downlink capacity -grow part 1. *In Proc. PIMRC 2003 - IEEE 14th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.,* Beijing, China, Sep. 2003. [Also available as TD(03)034].

[BaNB01] T. Baumgartner, T. Neubauer, and E. Bonek. Performance of a simple downlink beam switching scheme for UMTS FDD. *In Proc. CIC 2001 - 6th CDMA Int. Conf.,* Seoul, Korea, Oct. 2001. [Also available as TD(01)022].

[BCCF01] F. Borgonovo, A. Capone, M. Cesana, and L. Fratta. Delay-throughput performance of UMTS downlink shared channel (DSCH). TD(01)021, COST 273, Bologna, Italy, Oct. 2001.

[BrSP03] L. E. Braten, A. Spilling, and M. Pettersen. A UMTS FDD simulator for smart antennas; general description and preliminary results. TD(03)052, COST 273, Barcelona, Spain, Jan. 2003.

[Butl02] G. Butler. Some issues in planning indoor TDD UMTS networks (a personal view). TD(02)089, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[ChCz04] B. K. Chalise and A. Czylwik. Uplink user capacity of UMTS FDD with robust beamforming based upon minimum outage probability. TD(04)179, COST 273, Duisburg, Germany, Sep. 2004.

[CoLA03] Y. Corre, Y. Lostlanen, and S. Aubin. Multi-environment radio predictions involving an in-building WLAN network and outdoor base stations). TD(03)156, COST 273, Prague, Czech Republic, Sep. 2003.

[CoSW01] M. Coinchon, A.-P. Salovaara, and J.-F. Wagen. The impact of radio propagation predictions on urban UMTS planning). TD(01)41, COST 273, Bologna, Italy, Oct. 2001.

[CRBR02] N. Cardona, J. Reig, L. F. Bueno, D. Romero, J. C. del Rio, J. A. Pons, and P. Guerediaga. Capacity analysis in downlink WCDMA systems using soft handover techniques with SIR-based power control and site selection diversity transmission. TD(02)058, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[DDMW03] L. Doboš, J. Dúha, S. Marchevský, and V. Wieser. *Mobile Radio Networks. Mobilné rádiové siete.* EDIS Press, ′ Zilina, Slovakia, 2003. [Also available as TD(03)077].

[Dobo02] L. Doboš. CAC algorithms for wireless ATM networks. (CAC algoritmus pre bezdrôtové ATM siete). *In Proc. COFAX-Telekomunikácie 2002,* Bratislava, Slovakia, Apr. 2002. [Also available as TD(04)085].

[DoGo02] L. Doboš and J. Goril. Call admission control in mobile wireless. *Radioengineering*, 11(4):17–23, Dec. 2002. ISSN 1210-2512. [Also available as TD(03)077].

[Dött03] M. Döttling. Impact of imperfect channel quality feedback and user terminal capabilities on throughput of HSDPA. TD(03)009, COST 273, Barcelona, Spain, Jan. 2003.

[EFFG03] A. Eisenblätter, E. R. Fledderus, A. Fügenschuh, H.-F. Geerdes, B. Heideck, D. Junglas, T. Koch, T. Kürner, and A. Martin. Mathematical methods for automatic optimisation of UMTS radio networks. D4.3, MOMENTUM IST-2000-28088, 2003. [Partly also available as TD-04-20].

[EFGJ04] A. Eisenblätter, A. Fügenschuh, H.-F. Geerdes, D. Junglas, T. Koch, and A. Martin. Integer programming methods for UMTS radio network planning. *In Proc. WiOpt 2004*, Cambridge, UK, Mar. 2004. [Also available as TD-04-35].

[EGKT04] A. Eisenblätter, H.-F. Geerdes, T. Koch, and U. Türke. MOMENTUM data scenarios for radio network planning and simulation (extended abstract). *In Proc. WiOpt 2004*, Cambridge, UK, Mar. 2004.

[EiGe04] A. Eisenblätter and H.-F. Geerdes. UMTS radio network tuning. TD(04)135, COST 273, Duisburg, Germany, June 2004.

[EiGe05] A. Eisenblätter and H.-F. Geerdes. A novel view on cell coverage and coupling for UMTS radio network evaluation and design. *In Proc. of INOC'05*, Lisbon, Portugal, Mar. 2005. [Also available as COST 273 TD-05-64].

[EKMA02] A. Eisenblätter, T. Koch, A. Martin, T. Achterberg, A. Fügenschuh, A. Koster, O. Wegel, and R. Wessäly. *Modelling Feasible Network Configurations for UMTS*, In G. Anandalingam and S. Raghavan, editors, *Telecommunications Network Design and Management*, pages 1–24. Kluwer Academic Publishers, London, UK, 2002. [Also available as TD(02)122].

[FSCS04] L. Ferreira, A. Serrador, L. M. Correia, and S. Svaet. Concepts of simultaneous use in the convergence of wireless systems. *In Proc. 13th IST Summit on Mobile and Wireless Commun.,* Lyon, France, June 2004. [Also available as TD(04)102].

[Fusc04] F. Fuschini. A study on urban and suburban gap fillers for DVB-H system. TD(04)201, COST 273, Duisburg, Germany, Sep. 2004.

[GaRO03] M. García-Lozano, S. Ruiz, and J. J. Olmos. CPICH powers optimization by means of simulated annealing in an UTRA-FDD environment. *Elect. Lett.,* 39(23):1676–1677, Nov. 2003. [Also available as TD(03)103].

[GeJN03] A. Gerdenitsch, M. Jakl, S., Toeltsch, and T. Neubauer. Intelligent algorithms for system capacity optimization of UMTS FDD networks. *In Proc. MCT 2003 - 4th IEE Int. Conf. on 3G Mobile Commun. Tech.,* London, UK, June 2003. [Also available as TD(03)101].

[GeJT04] A. Gerdenitsch, S. Jakl, and M. Toeltsch. The use of genetic algorithms for capacity optimization in UMTS FDD networks. *In Proc. 13th IST Summit on Mobile and Wireless Commun.,* Gosier, Guadeloupe, French Caribbean, June 2004.

[Gerd04] A. Gerdenitsch. *System Capacity Optimization of UMTS FDD Networks.* PhD thesis, Technische Universität Wien, Vienna, Austria, July 2004.

[GJCT03] A. Gerdenitsch, S. Jakl, Y. Y. Chong, and M. Toeltsch. An adaptive algorithm for CPICH and antenna tilt optimization in UMTS FDD networks. *In Proc. CIC 2003 - 8th Int. Conf. on Cellular and Intelligent Communications,* Seoul, Korea, Oct. 2003. [Also available as TD(03)162].

[GJCT04] A. Gerdenitsch, S. Jakl, Y. Y. Chong, and M. Toeltsch. A rule-based algorithm for CPICH power and antenna tilt optimization in UMTS FDD networks. *ETRI Electronics and Telecommunication Research Institute Journal*, 26(5):437–442, Oct. 2004. [Also available as TD(03)162].

[GJKT04] A. Gerdenitsch, S. Jakl, W. Karner, and M. Toeltsch. Influence of antenna azimuth in non-regular UMTS networks. *In Proc. WWC 2004 - 5th World Wireless Congress*, San Francisco, CA, USA, Jan. 2004. [Also available as TD(04)039].

[Glaz03] A. Alayon Glazunov. UE antenna efficiency impact on UMTS system coverage/capacity. R4-030546, 3GPPTSG-RAN Working Group 4 (Radio) meeting #27, Paris, France, May 2003. [Also available as TD(03)186].

[Glaz04] A. Alayon Glazunov. Joint impact of the mean effective gain and base station smart antennas on WCDMA-FDD systems performance. TD(04)158, COST 273, Duisburg, Germany, Sep. 2004.

[Gold89] D. E. Goldberg. *Genetic Algorithm in Search, Optimization and Machine Learning.* Addison-Wesley, Boston, MA, USA, 1989.

[GrBa03] P. Grazioso and M. Barbiroli. Sensitivity analysis of UMTS performance with respect to 'add' and 'drop' parameters. TD(03)002, COST 273, Barcelona, Spain, Jan. 2003.

[GRHO04] M. García-Lozano, S. Ruiz, R. Higuero, and J. J. Olmos. UMTS network optimisation: Impact of downtilted antennas. TD(04)033, COST 273, Athens, Greece, Jan. 2004.

[GrVa01] P. Grazioso and A. Varini. The advantages of site sharing in third generation systems: a simulation-based approach. TD(01)038, COST 273, Bologna, Italy, Oct. 2001.

[HaCA03] L. Haring, B. K. Chalise, and Czylwik A. Dynamic system level simulations of downlink beamforming for UMTS FDD. *In Proc. Globecom 2003 - IEEE Global Telecommunications Conf.,* San Francisco, CA, USA, Dec. 2003. [Also available as TD(03)018].

[HBWL01] R. Hoppe, H. Buddendick, G. Wölfle, and F. M. Landstorfer. Dynamic simulator for studying WCDMA radio network performance. *In Proc. VTC 2001 Spring - IEEE 53rd Vehicular Technology Conf.,* Rhodos, Greece, May 2001. [Also available as TD(02)148].

[HeDK02] B. Heideck, A. Draegert, and T. Kürner. Heuristics for the reduction of complexity in UMTS radio network quality assessment. *In Proc. PIMRC 2002 - IEEE 13th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.,* Lisbon Portugal, Sep. 2002. [Also available as TD(02)110].

[HeKü05] A. Hecker and T. Kürner. Analysis of propagation models for UMTS Ultra High Sites in urban areas. TD(05)033, COST 273, Bologna, Italy, Jan. 2005.

[HeVa02] A. Hernández-Solana and A. Valdovinos-Bardají. Uplink admission control for multimedia packet transmission in WCDMA. TD(02)119, COST 273, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.

[HoTo02] H. Holma and A. Toskala, editors. *WCDMA for UMTS - Radio Access For Third Generation Mobile Communications.* JohnWiley & Sons Ltd., New York, NY, USA, 2nd edition, 2002.

[Jakl04] S. Jakl. *Evolutionary Algorithms for UMTS Network Optimization.* PhD thesis, Technische Universität Wien, Vienna, Austria, Nov. 2004.

[JGKT04] S. Jakl, A. Gerdenitsch, W. Karner, and M. Toeltsch. An approach for the initial adjustment of antenna azimuth and other parameters in UMTS networks. *In Proc. 13th IST Summit on Mobile and Wireless Commun.,* Lyon, France, June 2004. [Also available as TD(04)039].

[KaSR05] W. Karner, P. Svoboda, and M. Rupp. A UMTS DL DCH error model based on measurements in live networks. *In Proc. ICT 2005 - 12th Int. Conf. on Telecommunications,* Capetown, South Africa, May 2005. [Also available as TD(05)016].

[KEGJ03] T. Kürner, A. Eisenblätter, H.-F. Geerdes, D. Junglas, T. Koch, and A. Martin. Final report on automatic planning and optimisation. D4.7, IST-2000-28088 MOMENTUM, 2003.

[KüFW96] T. Kürner, R. Fauß, and A. Wäsch. A hybrid propagation modeling approach for DCS1800 macro cells. *In Proc. VTC 1996 - IEEE 46th Vehicular Technology Conf.,* Atlanta, GA, USA, Apr. 1996.

[KüHe05] T. Kürner and A. Hecker. Performance of traffic and mobility models for Location Area Code planning. *In Proc. VTC 2005 Spring - IEEE 61st Vehicular Technology Conf.,* Stockholm, Sweden, May 2005. [Also available as TD-04-148].

[KüMe02] T. Kürner and A. Meier. Prediction of outdoor and outdoor-to-indoor coverage in urban areas at 1.8 Ghz. *IEEE J. Select. Areas Commun.,* 20(3):496-506, Apr. 2002. [Partly also available as TD-01-13].

[Laih02] J. Laiho. Control hierarchy in utran cellular networks. TD(02)057, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[LaWJ02] J. Laiho, A. Wacker, and C. Johnson. Radio network planning for 3G. TD(02)061, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[LaWN02] J. Laiho, A.Wacker, and T. Novosad. *Radio Network Planning and Optimisation for UMTS.* John Wiley & Sons Ltd., New York, NY, USA, 2nd edition, 2002.

[MaHe03] E. F. T. Martijn and M. H. A. J. Herben. Radio propagation into buildings at 1.8 Ghz - empirical characterisation and its importance to UMTS radio planning. TD(03)191, COST 273, Prague, Czech Republic, Sep. 2003.

[Meag02] F. Meago. Common radio resource management. TD(02)046, COST 273, Barcelona, Spain, Jan. 2002.

[MOME04] http://momentum.zib.de. 2004.

[MORA04] http://morans.cost273.org. 2004.

[MuVe04] A. Munna and R. Verdone. Downlink capacity: usage of a MORANS scenario. TD(04)063, COST 273, Athens, Greece, Jan. 2004.

[Orti02] M. Ortiz. UMTS radio beacon for network planning. TD(02)103, COST 273, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.

[Pate03a] R. Patelli. Analysis of downlink power management strategies for soft handover in WCDMA. TD(03)037, COST 273, Barcelona, Spain, Jan. 2003.

[Pate03b] R. Patelli. A fully dynamic simulation tool for UMTS planning and optimization. TD(03)195, COST 273, Prague, Czech, Sep. 2003.

[PiVe02] W.-U. Pistelli and R. Verdone. Power allocation strategies for the downlink in a W-CDMA system with soft and softer handover: the impact on capacity. *In Proc. PIMRC 2002 - IEEE 13th Int. Symp. on Pers., Indoor and Mobile Radio Commun.,* Lisbon, Portugal, Sep. 2002. [Also available as TD(02)081].

[Poll03] A. Pollard. Prelimnary system level results on HSDPA with multiple antenna methods. TD(03)180, COST 273, Prague, Czech Republic, Sep. 2003.

[ReVe03] E. Reguera and F. J. Velez. Tele-traffic engineering for enahnced UMTS multi-rate applications. *In Proc. EPMCC 2003 - 5th European Personal and Mobile Communications Conference,* Glasgow, UK, Apr. 2003. [Also available as TD(02)140].

[RSAG03] S. Ruiz, O. Sallent, R. Augusti, M. García-Lozano, F. Adelanto, M. A. Diaz-Guerra, J. Montero, E. Gago, and J. L. Miranda. 3G planning using 2G measurements. TD(03)073, COST 273, Barcelona, Spain, Jan. 2003.

[RuGO02] S. Ruiz, M. García-Lozano, and J. Olmos. Influence of active set configuration on UMTS capacity. TD(02)160, COST 273, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.

[RuOl01] S. Ruiz and J. J. Olmos. The importance of initial traffic dimensioning in UMTS planning (by the use of simulation tools). TD(01)010, COST 273, Brussels, Belgium, May 2001.

[SAGR03] O. Sallent, F. Adelantado, M. García-Lozano, S. Ruiz, R. Agustí, M. A. Díaz-Guerra, J. Montero, E. Gago, and J. L. Miranda. Analysing UMTS asmission control strategies by using GSM measurements. TD(03)096, COST 273, Paris, France, May 2003.

[Schw81] H. P. Schwefel. *Numerical Optimization of Computer Models.* John Wiley & Sons Ltd., New York, NY, USA, 1981.

[ShNi02] S. Sharma and A. R. Nix. Automatic replanning for W-CDMA situation aware networks. TD(02)096, COST 273, Espoo, Finland, May 2002.

[3GPP04] 3GPP. Radio resource management strategies. TR 25.922, V6.0.1, TSG SSA, Apr. 2004.

[UnKü04] P. Unger and T. Kürner. Scenarios for radio planning of DVB-H/UMTS hybrid networks. TD(04)151, COST 273, Duisburg, Germany, Sep. 2004.

[VePa04] F. J. Velez and R. R. Paulo. High capacity wideband traffic in enhanced UMTS: a step towards 4G. *In Proc. MCT 2004 - 5th IEE Int. Conf. on 3G Mobile Commun. Tech.,* London, UK, Oct. 2004. [Also available as TD(04)031].

附　　录

附录 A　关于 COST 273

建立于 1971 年的 COST（见参考文献［COST05a］）是科研领域推动欧洲合作协调欧洲各国家之间的国家资助研究的政府间组织。由 Actions 制定的 COST 项目涵盖了基础及预竞争研究以及公共设施活动。COST 的目标是通过增加领域内的欧洲协作和交互确保欧洲在以和平为目的的科研领域占有强有力地位。COST 已经在非竞争性研究、预规范协作、环境和交叉边界问题的解决以及公共设施问题中明显地表现出了强劲优势。它的成功应用带来了欧洲合作最大化，为科研协作增添了价值，并且是进一步欧洲融合有力的工具，能很容易地接入非同盟国家的体系使 COST 成为现实中处理全球问题的有力工具。

需要强调的是最早的设想来自科学家及技术专家关于进一步实现国际合作的直接兴趣，COST 的创建者们期待能研究出一种更灵活更实际的方法。过去已有的 COST 活动为社区活动做了铺垫，并且它的灵活性使 COST 活动可以作紧急问题的测试和探究领域。参与的会员国共同遵守‘à la carte’原则，活动以“自上而下”的形式发起。它的一个主要的特征是它固有的灵活性。这个概念无疑满足了日益增长的需求，另外，它补充了欧洲联盟计划。

COST 有一个超出欧盟地区的地理边界，同时欢迎来自无地理限制的非 COST 成员区的对此感兴趣的体系加入。

COST 已经发展成为欧洲最大的研究合作框架组织中的一个，成为协调欧洲各国研究活动的很有价值的机制。如今，活动在 13 个科研领域（从农业、生物技术、医药、保健到运输和社会科学等）的活动团体已经超过 220 个，包括了来自欧洲成员国国家和来自 17 个非成员国国家的体系。尤其是，COST TIST（电子通信和信息科学与技术）（见参考文献［COST05b］）包括了来自网络管理层、研究协会、大学和制造商的科学家们，致力于处理光纤通信；用户要求包括特殊需求；语音技术；多媒体通信；宽带网络；空间与卫星网络；天线，无线电波传播与系统形式；移动与无线通信；电信软件及用户接口；电磁干扰。

在电子通信领域，无疑在如今移动和无线通信的重要性与日俱增，在接下来几年中这种趋势将会继续下去。此外，欧洲想要在这一领域及 GSM 领域继续占据主导地位。结果是，研发仍然是关键因素，关于下一代移动及无线系统的问题取决于处理宽带多媒体通信（利用的带宽和数据传输速率远比第三代的大），这些已经被欧洲研发团体中的一些人研究过了。这项处理已经被认可好多年了，并且现在通过欧洲国家的共同努力已经收到了比那些单独研究自己国家的项目的国家更好更快的成效。除了 COST 之外，RACE，ACTS（见参考文献［ACTS05］）和 IST（见参考文献［IST05］）框架都是这项认证的产物，在使用这些框架的移动与无线通信领域中开展了许多项目。

COST 的电信领域在它的进程中已经成为了很成功的活动，致力于移动与无线通信的研发，并且已经为商业系统的发展及标准化做出了很大的贡献；

1）COST 207，“数字地面移动无线电通信”，1984.8—1988.9，为 GSM 的发展做出了贡献。

2）COST 231，“地面移动无线电（包括个人的）通信的进展”，1989.4—1996.4，（见参考文献［C23105］），为 GSM1800 的部署与 DECT，HIPERLAN 1 及 UMTS 的发展做出了贡献。

3）COST 259，“无线灵活的个人通信”，1996.12—2000.4，（见参考文献［C25905］），为 DECT 的部署及 UMTS 和 HIPERLAN/2 的发展，下一代，HIPERLAN 和 4G 系统的初步研究做出了贡献。

这些项目中的每一个都已经发布了最终的报告，包括在这些项目中得到的主要成果概要（见参考文献［Fail89］，［DaCo99］，［Corr01］）。

COST 273 的主要目标——“致力于移动宽带多媒体网络”，2001.5—2005.5（见参考文献［C27305］）通过开发与发展针对第四代移动与无线通信系统的新的方法、模型、技术、策略及工具的方式增加关于移动与无线宽带多媒体网络的无线电方面的知识。次要目标是，COST 273 想要能继续在移动与无线通信领域像以前的 Actions 占据主导地位，也就是说，除了为第三代以上的系统发展提供输入外，它还期待能像 UMTS 和 WLAN 一样为或多或少的标准化的系统的发展做出贡献。

这项 Action 被分成了工作组（WG），一共有 3 个，在 3 个组内是开展技术工作：

1）WG 1——无线电系统方面；

2）WG 2——传播与天线；

3）WG 3—无线电网络方面。

子工作组（SWG）也建立了起来，致力于更加特殊的课题，目前的如下所示：

1）SWG 2.1—MIMO 信道模型；

2）SWG 2.2—小移动终端的天线性能；

3）SWG 2.3—信道测量值；

4）SWG 3.1—移动无线电网络相关的资料。

这些活动的类型述将在下面给出，图 A.1 展示了它们之间的相互关系。

管理委员会同工作组（WG）与子工作组（SWG）每年要会召开 3 次会议，会议在参议的欧洲国家中轮流举办。除了行政事件占据其中的一小部分，本质上这些会议的用途是呈现及讨论暂时性文献（TD），它由每一个参议组织的技术所贡献。用摘要书写的 TD 的齐全列表在参考文献［C27305］中可以查到。即使这些文献本身只是在项目内部是可用的，可以直接注明作者以释放它们自己的 TD。会议经常以一天或两个半天的由参加者提供的关于项目的处理课题的个别指导开始，在每一个项目进度年末，会举办一场研讨会，有时候是与其他的工作组或其他人一起参与，因此，会将对所给研究领域感兴趣的人们聚集在一起（见参考文献［Vain02］，［SiDe03］，［SvKi04］，［Verd05］，［Lil05］）。本书的每一章对应于在每一个 WG 中开展的工作，有时候一个部分是对于 SWG 中开展的工作的总结。

有 350 多人参加了会议，他们属于 137 个来自 29 个国家（包括四个非欧洲国家）的

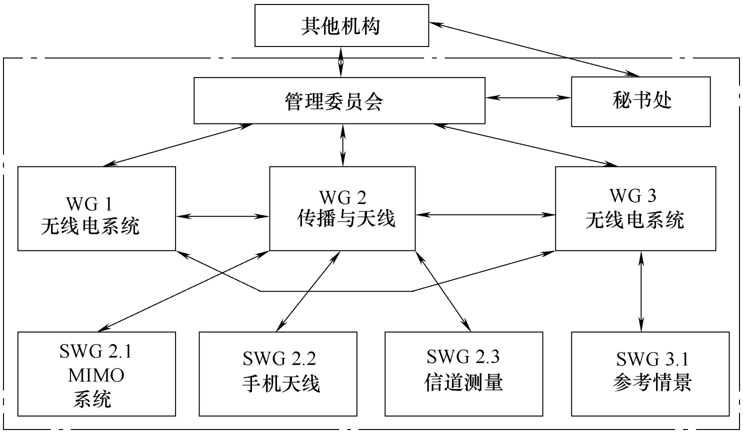


图 A. 1　COST 273 组织

组织；这些数字体现了参与者所付出的极大努力，以及在这项工程中的兴趣。一些参与者自愿为本书章节提供一部分成果。在学术与产业中获得了良好的平衡（大约 50∶50）这体现了参与者们强烈的兴趣及密切的协作。因为 COST 259 使参与者之间的信息交换及协作成为可能，而其他的方式不可能做到，所以参加 COST 259 可以获得很多。

参考文献

[ACTS05] http://www.cordis.lu/acts/home.html, 2005.

[C23105] http://www.lx.it.pt/cost231, 2005.

[C25905] http://www.lx.it.pt/cost259, 2005.

[C27305] http://www.lx.it.pt/cost273, 2005.

[Corr01] L. M. Correia, editor. *Wireless Flexible Personalised Communications, COST 259: European Co-operation in Mobile Radio Research.* John Wiley & Sons, Chichester, UK, 2001.

[COST05a] http://cost.cordis.lu, 2005.

[COST05b] http://cost.cordis.lu/src/domain/tist/main.html, 2005.

[DaCo99] E. Damosso and L. M. Correia. *Digital Mobile Radio Towards Future Generation Systems Communications - COST 231 Final Report.* Brussels, Belgium, 1999.

[Fail89] M. Failli. *Digital Land Mobile Radio Communications - COST 207 Final Report.* Brussels, Belgium, 1989.

[IST05] http://www.cordis.lu/ist, 2005.

[Lil05] E. Van Lil. Towards mobile broadband multimedia networks. In *Proc. of the 5th COST 273 Workshop*, Leuven, Belgium, 2005.

[SiDe03] A. Sibille and P. Degauque. Broadband wireless local access. In *Proc. of the 2nd COST 273 Workshop*, Paris, France, May 2003.

[SvKi04] A. Svensson and P. S. Kildal. Antennas and related systems aspects in wireless communications. In *Proc. of 3rd COST 273 & Joint COST 273/284 Workshop*, Gothenburg, Sweden, 2004.

[Vain02] P. Vainikainen. Opportunities of the multidimensional propagation channel. In *Proc. of the 1st COST 273 Workshop*, Helsinki, Finland, May 2002.

[Verd05] R. Verdone. Wireless communications. In *Proc. of the 4th COST 273 & Joint COST 273 / IST-NEWCOM Workshop*, Bologna, Italy, Jan. 2005.

附录 B 参与研究机构名单

奥地利

- ARC Seibersdorf Research
- Graz University of Technology
- DI Dr Hermann Bühler
- Technical University of Vienna
- Telecommunications Research Centre Vienna

比利时

- K. U. Leuven
- Université Catholique de Louvain
- Université Libre de Bruxelles

保加利亚

- Institute of Electronics – BAS

加拿大

- Communications Research Centre

克罗地亚

- University of Zagreb

塞浦路斯

- University of Cyprus

捷克

- Czech Technical University of Prague

丹麦

- Aalborg University
- Bang & Olufsen Telecom
- Maxon Telecom
- Siemens Mobile Phones

芬兰

- Elektrobit
- Filtronic
- Helsinki University of Technology
- Nokia
- University of Oulu

法国

- Alcatel
- DéCom – Lab. of Decision & Communication Systems
- DiBcom

- Ecole Nationale Supérieure de Techniques Avancées
- Ecole Nouvelle de Ingénieurs en Communication
- France Télécom R&D
- Institut National des Télécommunications
- Mitsubishi Electric ITE
- SAGEM
- SATIMO
- SIRADEL
- SUPELEC
- TéléDiffusion de France
- Thales Communications
- University of Lille
- University of Paris-Sud

德国

- AWE Communications
- Dresden University of Technology
- Ilmenau Technical University
- IMST
- Konrad Zuse Zentrum fuer Informationstechnik Berlin
- Medav
- Ruhr-Unversität Bochum
- Siemens
- Technical University of Braunschweig
- University of Duisburg-Essen
- University of Hannover
- University of Kaiserslautern
- University of Karlsruhe
- University of Kassel
- University of Stuttgart
- University of Ulm
- University of Wuppertal

希腊

- National Technical University of Athens
- University of Piraeus

爱尔兰

- Trinity College Dublin

意大利

- Fondazione Ugo Bordoni

- Politecnico di Milano
- Siemens Information and Communication Networks
- Telecom Italia Lab
- University of Siena
- University of Ferrara
- University of Padova
- University of Bologna
- University of Florence
- University of Modena and Reggio Emilia
- Wireless Future

日本

- National Institute of Information and Communications Technology
- Tokyo Institute of Technology

荷兰

- Eindhoven Institute of Technology

挪威

- Telenor R&D
- The Norwegian University of Science and Technology

波兰

- National Institute of Telecommunications

葡萄牙

- Instituto Superior Técnico/Technical University of Lisbon
- Instituto de Telecomunicações-Aveiro
- Universidade da Beira Interior

斯洛伐克

- Technical University of Kosice

斯洛文尼亚

- Institut Jozef Stefan
- Mobitel

西班牙

- Telefonica Investigacion y Desarrollo
- University of Cantabria
- University of Oviedo
- University of Zaragoza
- Politecnical University of Cartagena
- Politecnical University of Valencia
- Politecnical University of Catalunya

瑞典

- AMC Centurion
- Bluetest
- Chalmers University of Technology
- Ericsson
- Flextronics
- Lund Technical University
- Perlos
- Sony Ericsson Mobile Communication
- Swedish Defence Research Agency
- TeliaSonera

瑞士

- Elektrobit
- Swiss Federal Institute of Technology
- University of Applied Sciences in Fribourg
- Wavecall

中国台湾

- National Chiao Tung University

英国

- Centre for Telecommunications Research
- Comsearch an Andrew Company
- Durham University
- Ofcom
- Philips Research Laboratories
- Toshiba Telecommunications Research Laboratory
- UMIST
- University of Bristol
- University of Edinburgh
- University of Essex
- University of Leeds
- University of Manchester
- University of York
- Vodafone Group

美国

- Lucent Technologies
- Motorola

塞尔维亚

- University of Novi Sad

缩　略　语

1G	1st Generation	第一代通信系统
2D	2 Dimensions	二维
2G	2nd Generation	第二代通信系统
3G	3rd Generation	第三代通信系统
3GPP	3rd Generation Partnership Project	第三代合作伙伴计划
4G	4th Generation	第四代通信系统
AAU	Aalborg University	奥尔堡大学
ABC	Always Best Connected	始终最佳连接
ABL	Adaptive Bit Loading	自适应比特加载
AC	Adaptive Coding	自适应编码
ACLR	Adjacent Channel Leakage Ratio	邻道泄露比
ACM	Adaptive Coding and Modulation	自适应编码调制
ACS	Adjacent Channel Selectivity	邻道选择性
ADI	Alternating Direction Implicit	交替方向隐式
ADSL	Asynchronous Digital Subscriber Line	异步数字用户线
AM	Amplitude Modulation	幅度调制
AMC	Adaptive Modulation and Coding	自适应调制编码
AMR	Adaptive Multi-Rate	自适应多速率
AODV	Ad hoc On Demand Distance Vector	基于距离向量的自组网
AP	Access Point	接入点
APDP	Average Power Delay Profile	平均功率延迟
APL	Adaptive Power Loading	自适应功率负载
APP	A Priori Probability	先验概率
APS	Angular Power Spectra	角功率谱
AR	Auto-Regressive	自回归
ARQ	Automatic Retransmission Request	自动重传请求机制
ARROWS	Advanced Radio Resource Management for Wireless Services-IST Project	增强的无线服务的资源管理-IST 项目

AS	Angular Spread	角度扩展
ASE	Average Spectral Efficiency	平均频谱效率
AWGN	Additive White Gaussian Noise	加性高斯白噪声
AbBC	Absorbing Boundary Condition	吸收边界条件
AcR	Autocorrelation Receiver	自相关接收机
AfP	Affine Projection	仿射投影
AnM	Antenna Module	天线模块
AoA	Angle of Arrival	到达角
AoD	Angle of Departure	发射角
B3G	Beyond 3G	B3G
BCC	Business City Centre	繁忙的市中心
BCCH	Broadcast Control Channel	广播控制信道
BEP	Bit Error Probability	比特错误率
BER	Bit Error Rate	误码率
BHCA	Busy Hour Call Attempt	忙时呼叫尝试
BICM	Bit-Interleaved Coded Modulation	比特交织编码调制
BL	Beam Launching	波束发射
BLAST	Bell Layered Space-Time	贝尔分层空时
BLER	BLock Error Rate	块错误率
BMIR	Bit Mapping Incremental Redundancy	增量冗余位映射
BPSK	Binary Phase Shift Keying	二进制相移监控
BRAM	Block RAM	块 RAM
BS	Base Station	基站
BSC	Binary Symmetric Channel	二进制对称信道
BT	Bluetooth	蓝牙
BTD-SAGE	Broadband Time Domain-SAGE	宽带时域
BTG	Bracketing Transduction Grammar	包围转导语法
BTS	Base Transceiver Station	基站
BoL	Body Loss	身体造成的损失
CAC	Call Admission Control	呼叫准入控制
CAD	Computer Aided Design	计算机辅助设计

CAI	Co- Antenna Interference	联合天线干扰
CBR	Constant Bit Rate	恒定比特率
CC	Convolutional Codes	卷积码
CD	Compact Disc	光盘
CDF	Cumulative Distribution Function	累计分布函数
CDM	Code Division Multiplex	码分复用
CDMA	Code Division Multiple Access	码分复用多址接入
CFIE	Combined Field Integral Equation	组合场积分方程
CFLN	Courant- Friedrichs- Lewy Number	Courant- Friedrichs- Lewy 数值
CG	Conjugate Gradient	共轭梯度
CI	Cell Identification	蜂窝识别
CIR	Carrier- to- Interference Ratio	载波干扰比
CMD	Constrained Minimisation Design	约束最小化设计
COFDM	Coded- OFDM	编码的 OFDM
CORDIC	COrdinate Rotation DIgital Computer	协调旋转数字计算机
COST	European Cooperation in the Field of Scientific and Technical	欧洲科学与技术合作领域
COST 259	COST Action 259- Wireless Flexible Personal Communications	灵活的个人无线通信
COST 273	COST Action 273- Towards Mobile Broadband Multimedia Networks	迈向移动宽带多媒体网络
CP	Channel Processes	信道响应
CPICH	Common Pilot Channel	公共导频信道
CPM	Continuous Phase Modulation	连续相位调制
CPU	Central Processing Unit	中心处理单元
CQF	Channel Quality Feedback	信道质量反馈
CRC	Cyclic Redundancy Check	循环冗余校验
CRLB	Cramer- Rao Lower Bound	Cramer- Rao 下界
CRRM	Common Radio Resource Management	公共无线电资源管理
CRa	Clipping Ratio	剪切率
CS	Circuit Switch	电路交换的
CSE	Channel State Estimation	信道状态估计

CSI	Channel State Information	信道状态信息
CSMA	Carrier Sense Multiple Access	载波监听多址
CSMA/CA	Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance	载波监听多址和碰撞避免
SNR	Channel Signal-to-Noise Ratio	信道信噪比
CTPC	Conventional Transmit Power Control	传统的反射功率控制
CTS	Clear to Send	允许发送
CW	Continuous Wave	连续波
CIR	Channel Impulse Response	信道冲激响应
CoDIT	Code Division Testbed-RACE Project	码分测试床-RACE 计划
CoM	Convolution Module	卷积模块
CR	Critical Region	临界区域
DAB	Digital Audio Broadcast	数字音频广播
DAR	Decision Aided Reconstruction	决策辅助重建
DC	Direct Current	直流电路
DCIR	Directional Channel Impulse Response	定向信道冲激响应
DCS	Digital Cellular System	数字蜂窝系统
DDDPS	Double Directional Delay Power Spectra	双定向延迟功率谱
DDIR	Double Directional Impulse Response	双定向冲激响应
DE	Density Evolution	密度演化
DECT	Digital Enhanced Cordless Telecommunications	数字增强无线通信
DFE	Decision Feedback Equaliser	判决反馈均衡器
DFT	Discrete Fourier Transform	离散傅里叶变换
DGPS	Differential Global Positioning System	差分全球定位系统
DL	Downlink	下行链路
DMC	Diffuse Multipath Components	扩散多径组件
DMI	Direct Matrix Inversion	直接矩阵求逆
DPCCH	Dedicated Physical Control Channel	专用物理控制信道
DPDCH	Dedicated Physical Data Channel	专用物理数据信道
DP	Delay Spread	时延分布
DS-CDMA	Direct Sequence-CDMA	直接序列码分多址接入

DSCH	Downlink Shared Channel	下行链路共享信道
DSL	Digital Subscriber Line	数字用户线
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum	直接序列扩频
DUT	Device Under Test	测试设备
DVB	Digital Video Broadcasting	数字视频广播
DVB-T	Digital Video Broadcast-Terrestrial	数字视频地面广播
DWG	AutoCAD's native file format for CAD models	计算机辅助设计模型的本地文件类型
DEF	Data Exchange Format	数据交换格式
DoA	Direction of Arrival	到达方向
DoD	Direction of Departure	出发方向
DxPSK	Differential xPSK	差分相移键控
E-UMTS	Enhanced-UMTS	增强型的移动通信系统
EAC	Extended Alamouti Code	扩展空时分组码
EADF	Effective Aperture Distribution Function	有效孔径分布函数
ECC	Error Correcting Code	纠错编码
EGC	Equal Gain Combining	等增益合并
EIRP	Effective Isotropic Radiated Power	有效全向辐射功率
EM	Electro-Magnetic	电磁
EMA	Expectation Maximisation Algorithm	最大期望算法
EMC	Electro-Magnetic Compatibility	电磁兼容性
ETS	Eigenmode Transmission Scheme	特征模态传输方案
ER	Effective Roughness	有效粗糙度
ES	Evolution Strategies	演进策略
ESPRIT	Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques	通过旋转不变性技术估计信号参数
ETSI	European Telecommunications Standards Institute	欧洲电信标准机构
ETSI/BRAN	ETSI/Broadband Radio Access Network	欧洲电信标准协会/宽带广播接入网
EU	European Union	欧盟
EVS	Electromagnetic Vector Sensor	电磁向量传感器

EXIT	Extrinsic Information Transfer	外在信息传递
FAM	Fuzzy Associative Memory	模糊联想记忆
FB	Filter Based	基于滤波器
FD	Frequency Dependent	频率依赖性
FDD	Frequency Division Duplex	频分复用
FDMA	Frequency Division Multiple Access	频分多址接入
FDTD	Finite Difference Time Domain	时域有限差分
FEC	Forward Error Correction	前向纠错
FEM	Finite Element Method	有限元方法
FEQ	Frequency-domain EQualiser	频域均衡器
FER	Frame Error Rate	帧错误率
FFL	Frame Fixed Length	定长帧
FFT	Fast Fourier Transform	快速傅里叶变换
FH	Frequency Hopping	跳频
FIM	Fisher Information Matrix	费舍尔信息矩阵
FIR	Finite Impulse Response	有限冲激响应
FLOPS	FLOating Point operations per Second	每秒浮点运算次数
FOMA	Freedom of Mobile Multimedia Access	自由移动多媒体接入
FPGA	Field Programmable Gate Array	现场可编程门阵列
FSMC	Finite-State Markov Chain	有限状态马尔科夫链
FSR	Fisheye State Routing	鱼眼状态路由
GA	Genetic Algorithm	遗传算法
GB	Giga Byte	千兆字节
GBAR	Gamma Beta Auto-Regressive	伽马贝塔自动回归
GCOD	Generalised Complex Orthogonal Design	广义复正交设计
GERAN	GSM/EDGE Radio Access Network	GSM/EDGA 无线接入网
GF	Galois Field	伽罗华域
GIS	Geographic Information System	图像信息系统
GMSK	Gaussian MSK	高斯最小频移键控
GP	Geometrical Optics	几何光学
GOF	Groups Of Frequencies	频率组

GOF	Group Of Pictures	图像组
GPRS	General Packet Radio Service	通用分组无线业务
GPS	Global Positioning System	全球定位系统
GRASP	Greedy Randomised Adaptive Search Procedure	贪婪随机自适应搜索方法
GSCM	Geometry-based Stochastic Channel Model	基于几何的随机信道模型
GSM	Global System for Mobile Communications	全球移动通信系统
GTD	Geometric Theory of Diffraction	几何绕射理论
GoS	Grade of Service	服务等级
HARQ	Hybrid Automatic Repeat reQuest	混合自动重复请求
HD	High Definition	高清晰度
HDD	Hard-Decision Demapping	硬判决映射
HHO	Horizontal Handover	水平回归
HIPERLAN	High Performance Radio Local Area Network	高性能无线局域网
HIPERMAN	High Performance Radio Metropolitan Area Network	高性能无线都市地区网络
HPA	High Power Amplifier	高功率放大器
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access	高速下行链路分组接入
HTTP	Hyper Text Transfer Protocol	超文本传输协议
HW	HardWare	硬件
IAI	Inter Antenna Interference	天线间干扰
IC	Interference Cancellation	干扰抵消
IDFT	Inverse DFT	傅里叶逆变换
IEEE	Institute of Electrical & Electronic Engineers	美国电气和电子工程师协会
IF	Intermediate Frequency	中频
IFFT	Inverse FFT	快速傅里叶逆变换
IID	independent identical distributed	独立同分布
IISI	Intra- and Inter-Symbol-Interference	内部和符号间干扰
IMT-2000	International Mobile Telecommunications-2000	国际移动通信2000
IMR	Interference-to-Noise Ratio	干扰噪声比
IO	Interacting Object	交互对象
IP	Internet Protocol	互联网协议

IR	Impulse Response	冲激响应
IRE	Institute of Radio Engineers	无线电工程师学会
IS-95	Interim Standard-95	暂行标准 95
IIS	Inter-Symbol Interference	符号间干扰
ISIS	Initialisation and Search Improved SAGE	初始化和搜索改进的 SAGE
ISM	Industrial, Scientific and Medical	工业，科学和医疗
IST	Information Society Technologies	信息社会技术
ITTS	Iterative Tree/Trellis Search	迭代树/图搜索
ITU	International Telecommunications Union	国际电信联盟
JCE	Joint Channel Estimation	联合信道估计
JD	Joint Detection	联合检测
JD-CDMA	Joint Detection-Code Division Multiple Access	联合检测码分多址
JT	Joint Transmission	联合发送
KP	Kronecker Product	矩阵张量乘
L2CAP	Link layer Control and the Adaptation Protocol	链路层控制和适配协议
LA	Location Area	位置区域
LAN	Local Area Network	本地局域网
LBS	Location-Based Services	基于定位的服务
LDC	Linear Dispersion Code	线性分散码
LDD	Linear Decorrelating Detector	线性解相关检测器
LDPC	Low Density Parity Check	低密度奇偶校验
LLR	Log Likelihood Ratio	似然比
LMDS	Local Multipoint Distribution System	本地多点分配系统
LMS	Least Mean Squares algorithm	最小均方算法
LoS	Line-of-Sight	视线
LSD	List Sphere Decoding	列表球体解码
LUT	Look-Up Table	查表
MAC	Medium Access Control	介质存储控制
MAI	Multiple Access Interference	多址干扰
MAP	Maximum A Posteriori	最大后验
MB-OFDM	Multi-Band OFDM	多频带正交频分复用

MBS	Mobile Broadband Systems-RACE Project	移动宽带系统-RACE 项目
MC	Monte Carlo	蒙特卡洛
MCC	Multipath Component Cumulative power	多径分量功率累计
MC-CDMA	Multi Carrier-CDMA	多载波 CDMA
MCL	Microwave Consultants Ltd	微波顾问有限公司
MCS	Modulation and Coding Schemes	调制编码方案
MDDCM	Multiuser Double-Directional Channel Model	多用户双定向模型
MEA	Multi-Element Antenna	多天线
MEG	Mean Effective Gain	平均有效增益
MELG	Mean Effective Link Gain	平均有效链路增益
MERP	Mean Effective Radiated Power	平均有效辐射功率
MERS	Mean Effective Radiated Sensitivity	平均有效辐射灵敏度
MF	Matched Filters	匹配滤波器
MFIE	Magnetic Field Integral Equation	磁场积分方程
MHA	Mast Head Amplifier	马斯特前置放大器
MIMO	Multiple-Input Multiple-Out	多输入多输出
ML	Maximum Likelihood	最大似然
MLBMIR	Modulation Limited Bit Mapping Incremental Redundancy	调制有限位映射增量的冗余度
MLD	Maximum Likelihood Detector	最大似然检测
MLSE	Maximum Likelihood Sequence Estimator	最大似然估计序列
MLK	MIMO Link	多输入输出链路
MM	MultiMedia	多媒体
MMS	Multimedia Messaging Service	多媒体信息服务
MMS	Minimum Mean Square Error	最小均方误差
MoM	Method of Moments	矩量法
MOMENTUM	Models and Simulations for Network Planning and Control-IST Project	模型和网络规划与控制模拟-IST 项目
MORANS	Mobile Radio Access Network Reference Scenarios	移动无线接入网络的参考情景
MC	Multipath Component	多径分量

MPCC	Multiple Parallel Concatenated Codes	多个并行级联编码
MPEG	Moving Picture Experts Group	运动图像专家组
MG	Multipath Group	多径组
MPIC	MAP decoder aided PIC	最大似然解码辅助图
MRC	Maximal Ratio Combining	最大比合并
MRT	Maximum Ratio Transmission	最大比
MRTo	Magnetic Resonance Tomography	磁共振断层扫描
MSE	Mean Square Error	均方误差
MSINR	Maximum Signal to Interference plus Noise Ratio	最大信号干扰加噪声比
MSK	Minimum Shift Keying	最小频移键控
MSRC	Modes Stirred Reverberation Chamber	模式搅拌混响室
MSSTC	Multi-Stratum Space-Time Code	多阶层空时码
MT	Mobile Terminal	移动终端
MSD	Multi User Detection	多用户检测
MSC	Multiple Signal Classification	多重信号分类
MVDR	Minimum Variance Distortion Response	最小方差失真响应
MVM	Minimum Variance Method	最小方差法
NACK	Negative Acknowledgement	否定应答
NB	NarrowBand	窄带
NEC2	Numerical Electromagnetics Code	数值电磁学代码
NLMS	Normalised Least Mean Squares algorithm	归一化最小均方算法
N-Los	Non-LoS	非视距
NMS	Network Management System	网络管理系统
NPCC	Normalised Parallel Channel Capacity	归一化并行信道容量
NPCG	Normalised Parallel Channel Gain	归一化并行信道增益
OFCDM	Orthogonal Frequency Code Division Multiplexing	正交频率码分复用
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	正交频分复用
OLoS	Obstructed Line-of-Sight	阻塞视线
OMC	Operation and Maintenance Centre	操作和维修中心
ORT	Over Roof Top	屋顶

OSI	Open System Interconnection	开放系统互联
OSIC	Ordered Successive Interference Cancellation	有序连续干扰抵消
OVSF	Orthogonal Variable Spreading Factor	正交可变扩频因子
PA	Paging Area	寻呼区
PAM	Pulse Amplitude Modulation	脉冲幅度调制
PAN	Personal Area Network	个人区域网络
PAPR	Peak to Average Power Ratio	峰均功率比
PARSAR	Parametric Reconstruction of SAR	合成孔径雷达参数化重构
PAS	Power- Azimuth Distribution	电源方位分布
PC	Power Control	功率控制
PCB	Printed Circuit Board	印制电路板
PCS	Personal Communications Service	个人通信服务
PDA	Personal Digital Assistant	个人数字助理
PDF	Probability Density Function	概率密度函数
PE	Parabolic Equation	抛物线方程
PEC	Perfect Electric Conducting	完美导电
PEP	Pairwise Error Probability	成对误差概率
PER	Packet Error Rate	帧错误率
PIC	Parallel Interference Cancellation	并行抵消干扰
PIFA	Planar Inverted F Antenna	平面倒 F 天线
PIM	Pattern Integration Method	模式集成的方法
PL	Path Loss	路径损失
PLk	Physical Link	物理链路
PM	Phase Modulation	相位调制
PMA	Power and Modulation Adaptation	自适应功率和调制
PN	Pseudo- Nois	伪随机序列
PO	Physical Optics	物理光学
PSAM	Pilot Symbol Assisted Modulation	导频符号辅助调制
PSK	Phase Shift Keying	相移键控
PWF	Pre- Whitening Filter	预白化滤波
PhS	Physically Stationary	身体平稳

PrM	Propagation Module	传播模块
Q-OSTBC	Quasi Orthogonal STBC	准正交空时分组码
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	正交幅度调制
QPSK	Quaternary PSK	四相相移键控
QR-RLS	Q-R decomposition-based Recursive Least Squares algorithm	QR 分解的递推最小二乘算法
QoS	Quality of Service	服务质量
RAB	Radio Access Bearer	无线接入承载
RACE	Research and Technology Development in Advanced Communication Technologies	先进通信技术的研究和发展
RAM	Random-Access Memory	随机存储记忆体
RAN	Radio Access Network	随机接入网络
RC	Resistance Capacitor	电阻电容
RC2	Rivest's Cipher 2	Rivest 的密码 2
RCS	Radar Cross Section	雷达截面
RCF	Resource Description Framework	资源描述架构
RSE	RELAXation spectral estimator	松弛谱估计
RF	Radio Frequency	射频
RF SIM	Radio Frequency Subscriber Identity Module	无线电频率用户识别模块
RLB	Radio Link Budget	无线链路预算
RLS	Recursive Least Squares algorithm	递归最小二乘算法
RMC	Reference Measurement Channel	参考测量信道
RMS	Root Mean Square	方均根
RNC	Radio Network Controller	无线网络控制器
RNN	Recurrent Neural Network	递归神经网络
RNP	Radio Network Planning	无线网络规划
RR	Round-Robin	轮转循环
RRM	Radio Resource Management	无线资源管理
RSCP	Received Signal Code Power	接收信号码功率
RSI	Receiver Signal Strength Indicator	接收信号强度指示器

RSSUS	Reference System Scenario for UMTS Simulations	UMTS 仿真的参考系统方案
RT	Ray Tracing	射线追踪
RTS	Request to Send	请求发送
RTT	Round Trip Times	往返时间
RX	Receiver	接收机
SV	Saleh-Valenzuela	萨利赫-巴伦苏埃拉
SAGE	Space-Alternating Generalised Expectation	空间交替广义期望
SAM	Specific Anthropomorphic Mannequin	具体的人体模型
SAR	Specific Absorption Rate	比吸收率
SAS	Smart Antenna Systems	智能天线系统
SB	Single-Block	单座
SC	Selection Combining	选择合并
SCDMA	Synchronous Code Division Multiplex Access	同步码分多址接入
SDD	Soft-Decision Directed	软判决引导
SDM	Space Division Multiplexing	空分复用
SDMA	Space Division Multiple Access	空分多址接入
SDR	Software Defined Radio	软件无线电
SE	Spectral Efficiency	频谱效率
SEACORN	Simulation of Enhanced UMTS Access and Core Networks-IST Project	模拟增强 UMTS 接入和核心网络-IST 项目
SER	Symbol Error Rate	符号错误率
SC	Soft Canceller	软抵消
SISO	Soft In Soft Out	软比特输入输出
SFMG	Scattered-Field-Measurement Gain	散射场测量增益
SFTF	Space-Frequency Transmit Filtering	空频发送滤波器
SH	Soft Handover	软切换
SI	Self-Interference	自干扰
SIC	Selective Interference Cancellation	选择性干扰消除
SIMO	Single Input Multiple Output	单输入多输出
SISO	Single Input Multiple Output	单输入输出

SIR	Signal-to-Interference-Ratio	信号与干扰的比率
SL	Simple switched Lobe	简单交换叶
SM	Spatial Multiplexing	空间复用
SMP ALL	Siemens Mobile Phones in Aalborg	在奥尔堡的西门子移动电话
SOVA	Soft Output Viterbi Algorithm	软输出维特比算法
SPEGA	Schmid & Partner Engineering AG	施密特公司和合作伙伴工程
SPIC	Selective Parallel Interference Cancellation	选择并行干扰抵消
SPUCPA	Stacked Polarimetric Uniform Circular Patch Array	堆积均匀圆极化贴片阵列
SSDT	Site Selection Diversity Transmit Power Control	选址多样性发射功率控制
SSPA	Solid State Power Amplifier	固态功率放大器
ST	Space-Time	空时
STBC	Space-Time Block Code	空时分组码
STBICM	Space-Time Bit-Interleaved Coded Modulation	空时比特交织编码调制
STF	Space-Time-Frequency	空时频
STFT	Short-Time Fourier Transform	短时傅里叶变换
STOBC	Space-Time Orthogonal Block Codes	正交空时编码
StP	Stochastic Process	随机过程
STTC	Space-Time Trellis Codes	空时格码
STTD	Space-Time-Transmit-Diversity	空时发射分集
SVD	Singular Value Decomposition	奇异值分解
TA	Timing Advance	定时提前
TCE	Time and Channel Estimation	同步和信道估计
TCM	Trellis Coded Modulation	网格编码调制
TCP	Transmission Control Protocol	传输控制协议
TD	Temporary Document	临时文件
TDCDMA	Time Division-Code Division Multiple Access	时分码分多址接入
TD-SCDMA	Time Division-Synchronous Code Division Multiple Access	时分同步码分多址
TDD	Time Division Duplex	时分双工
TDoA	Time Difference of Arrival	到达时间差

ToA	Time of Arrival	到达时间
TDM	Time Division Multiplexing	时分复用
TPC	Transmit Power Control	发射功率控制
TR	Transmitted-Reference	传播参考
TRP	Total Radiated Power	总辐射功率
TRS	Total Radiated Sensitivity	总辐射灵敏度
TRX	Transceiver	收发机
TS	Taboo Search	禁忌搜索
TSD	Transmission Selection Diversity	传输选择多样性
TSG	Technical Specification Group	技术规范组
TTI	Transmission Time Interval	传输时间间隔
TX	Transmitter	发射机
UCA	Uniform Circular Array	均匀圆阵列
UE	User Equipment	用户设备
UHF	Ultra High Frequency	超高频
UL	Uplink	上行链路
ULA	Uniform Linear Array	均匀线阵
UMMSE	Unbiased MMSE	无偏的 MSSE
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System	通用移动通信系统
UPL	Uniform Power Loading	统一电力负载
URL	Uniform Resource Locator	统一资源定位器
US	Uncorrelated Scattering	不相关散射
UTD	Uniform Theory of Diffraction	统一绕射理论
UTRA	UMTS Terrestrial Radio Access	UMTS 陆地无线接入
UTRAN	UTRA Network	UTRA 网络
UWB	Ultra WideBand	超宽带
VAA	Virtual Antenna Array	虚拟天线阵列
VBR	Variable Bit Rate	可变比特率
VD	Viterbi Decoder	维特比解码
VDSL	Very-High-Rate Digital Subscriber Line	甚高速率数字用户线
VHF	Very High Frequency	超高频

VNA	Vector Network Analyser	矢量网络分析仪
VOWAL	Voice communication Over Wireless Local Area Network	无线局域网的语音通信
VPL	Vertical Plane Launch	垂直平面发射
VoIP	Voice over IP	基于 IP 的语音
WB	Wideband	宽带
WCDMA	Wideband CDMA	宽带码分多址接入
WCM	Wheeler Cap Method	维勒帽方法
WDCM	Wideband Direction Channel Model	宽带定向信道模型
WLAN	Wireless LAN	无线局域网
WLL	Wireless Local Loop	无线本地环路
WP	Workshop Paper	研讨会论文
WPAN	Wireless Personal Area Network	无线个域网
WSS	Wide-Sense-Stationary	宽平稳
WSSUS	Wide-Sense-Stationary Uncorrelated Scattering	宽平稳不相关散射
WWW	World Wide Web	万维网
XPD	Cross Polarisation Discrimination	交叉极化区别
XPR	Cross-polarisation Power Ratio	交叉极化功率比
ZF	Zero Forcing	迫零

关于本书

本书是在学术界和本行业内的350多名参与者的应用研究成果基础之上而撰写的，本书关注于移动和无线宽带多媒体通信中的无线方面，并详细阐述了面向第四代移动和无线通信系统实施的新方法、新模型、新技术、新架构和新工具。

本书是体系完整的移动宽带多媒体网络方面的参考资料，涵盖的范围从传输和信号处理技术到天线和分集、UMB、MIMO以及无线网络仿真与评估的参考场景。

本书提供了移动多媒体宽带技术最新进展，是研究人员、研究工程师、研究生和工业工程师的理想参考资源。

国际视野 科技前沿

国际信息工程先进技术译丛

《移动宽带多媒体网络——4G技术、模型和工具》
《第三代移动网络中的多播通信：服务、机制、性能》
《电力线通信技术与实践》
《现代通信原理》（原书第2版）
《认知无线电网络》
《高速数字系统的信号完整性和辐射发射》
《UMTS中的LTE:基于OFDMA和SC-FDMA的无线接入》
《生物医学工程学概论》（原书第2版）
《全面的功能验证：完整的工业流程》
《无线Mesh网络架构与协议》
《UMTS蜂窝系统的QoS与QoE管理》
《半导体制造与过程控制基础》
《WCDWA原理与开发设计》
《下一代移动系统:3G/B3G》
《IMS:IP多媒体概念和服务》（原书第2版）
《下一代无线系统与网络》
《深入浅出UMTS无线网络建模、
规划与自动优化：理论与实践》
《HSDPA/HSUPA技术与系统设计——第三代移动
通信系统宽带无线接入》
《无线传感器及元器件:网络、设计与应用》
《印制电路板——设计、制造、装配与测试》
《IPTV与网络视频：拓展广播电视的应用范围》
《多电压CMOS电路设计》
《微电子技术原理、设计与应用》
《蜂窝网络高级规划与优化2G/2.5G/3G/…向4G的演进》
《基于蜂窝系统的IMS——融合电信领域的VoIP演进》
《无线网络中的合作原理与应用》
《电生理学方法与仪器入门》
《移动电视：DVB-H、DMB、3G系统和富媒体应用》
《环境网络：支持下一代无线业务的多域协同网络》
《基于射频工程的UMTS空中接口设计与网络运行》
《未来UMTS的体系结构与业务平台：全IP的3G CDMA网络》
《UMTS-HSDPA系统的TCP性能》
《宽带无线通信中的空时编码》
《数字图像处理》（原书第4版）
《基于4G系统的移动服务技术》
《吉规模集成电路互连工艺及设计》
《高性能微处理器电路设计》

上架指导：工业技术/通信技术

ISBN 978-7-111-35072-9

ELSEVIER
爱思唯尔

ELSEVIER

地址：北京市百万庄大街22号
电话服务
社服务中心：(010)88361066
销售一部：(010)68326294
销售二部：(010)88379649
读者购书热线：(010)88379203

邮政编码：100037
网络服务
门户网：http://www.cmpbook.com
教材网：http://www.cmpedu.com
封面无防伪标均为盗版

ISBN 978-7-111-35072-9
封面设计：马精明

定价：98.00元

9 787111 350729 >